



# Conception de multicapteurs à courants de Foucault et inversion des signaux associés pour le contrôle non destructif

Cyril Ravat

## ► To cite this version:

Cyril Ravat. Conception de multicapteurs à courants de Foucault et inversion des signaux associés pour le contrôle non destructif. Instrumentations et Détecteurs [physics.ins-det]. Université Paris Sud - Paris XI, 2008. Français. NNT : . tel-01022823

**HAL Id: tel-01022823**

**<https://theses.hal.science/tel-01022823>**

Submitted on 11 Jul 2014

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



# THÈSE

présentée pour obtenir

**Le GRADE de DOCTEUR EN SCIENCES  
DE L'UNIVERSITÉ PARIS-SUD 11**

par

**Cyril RAVAT**

Spécialité : **Physique**

École Doctorale « **Sciences et Technologies de l'Information  
des Télécommunications et des Systèmes** »

Sujet :

**Conception de multicapteurs à courants de Foucault  
et inversion des signaux associés  
pour le contrôle non destructif**

Thèse soutenue le 15 décembre 2008 devant les membres du jury :

M<sup>me</sup> DANIELLE NUZILLARD

Présidente du jury

M. JEAN-MARC DECITRE

Invité

M. MOULOUD FELIACHI

Rapporteur

M. PIERRE-YVES JOUBERT

Examineur

M. YANN LE BIHAN

Examineur

M. JEAN-YVES LE HUEROU

Rapporteur

M. CLAUDE MARCHAND

Directeur de thèse



# Remerciements

Le travail présenté dans ce document a été réalisé au sein de deux laboratoires du sud de l'Île de France, le Laboratoire de Génie Électrique de Paris (LGEP) et le laboratoire Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Énergie (SATIE). Je remercie MM. Alain Kreisler et Frédéric Bouillault, directeurs successifs du LGEP et MM. Sylvain Allano et Pascal Larzabal, directeurs successifs du SATIE pour m'avoir accueilli dans leur laboratoire.

Je remercie particulièrement MM. Pierre-Yves Joubert et Yann Le Bihan pour m'avoir proposé ce sujet intéressant et encadré dans ces travaux, pour leurs conseils souvent pour ne pas dire toujours avisés. Mes remerciements s'adressent aussi à M. Claude Marchand pour sa direction clairvoyante et ses remarques toujours utiles. Je suis très reconnaissant pour le temps que vous avez passé tous les trois à me faire avancer dans ce projet.

Je remercie M<sup>me</sup> Danielle Nuzillard, Professeur des Universités à l'Université de Reims pour avoir présidé le jury de soutenance et pour les corrections qu'elle a apportées à ce mémoire.

Je remercie M. Jean-Yves Le Huerou, Professeur des Universités à l'Université de Cergy-Pontoise et M. Mouloud Feliachi, Professeur des Universités à l'Institut Universitaire de Technologie de Saint-Nazaire pour avoir accepté d'évaluer mon travail en tant que rapporteurs.

Je souhaite aussi signifier toute ma plus grande reconnaissance à M<sup>lle</sup> Marion Woytasik, Maître de Conférence à l'Institut Universitaire de Technologie d'Orsay, pour les capteurs que j'ai utilisés mais surtout pour toutes les discussions, conseils, articles, retours en RER et pour les Doctoriales. Je remercie aussi M<sup>me</sup> Élisabeth Dufour-Gergam, Professeur des Universités à l'Université Paris-Sud, pour avoir permis cette collaboration fructueuse avec l'Institut d'Électronique Fondamentale.

Je remercie très chaleureusement l'ensemble des personnes qui m'ont croisé pendant ces trois années, et avant tout les compagnons d'infortune : Yohan, Léa, Vincent, Belkacem, Yahya, Alejandro, Nicolas, Jérémy, Romain, Zatar, Hala, Léna, et ceux que j'oublie. L'ensemble de l'équipe pédagogique à l'Institut Universitaire de Technologie de Cachan où j'ai effectué mon monitorat, et plus particulièrement Christophe, Florence, Fabien, Yves, Anthony, Antony, Demba, René mais aussi tous ceux que j'oublie ici aussi, a été d'une grande aide et d'une extrême sympathie, particulièrement dans les moments où le travail de thèse était plus incertain. Je me suis senti très favorisé par les excellentes conditions de travail et cette expérience m'a confirmé que mon avenir professionnel se trouve dans l'enseignement.

Avant de conclure, je souhaite remercier de façon anonyme les initiateurs des outils que j'ai utilisés avec abondance : Mark Shuttleworth, Leslie Lamport et Mitchell Baker sont entre beaucoup d'autres des personnalités importantes qui font l'informatique d'aujourd'hui et de demain.

Le dernier remerciement est pour quelqu'un qui le mérite cent fois, au moins pour mon caractère qui s'est peu à peu détérioré entre mai et décembre 2008, pour l'été peu trépidant que je lui ai fait passer et pour ma faible disponibilité depuis la rentrée scolaire. Merci à toi Amélie pour le soutien que tu m'as apporté, et ce jusqu'à ce sacré week-end avant la soutenance. Merci de supporter avec autant de courage mon perfectionnisme maladif. Je te promets que l'on se rattrapera l'été prochain et tous les suivants...



# Abréviations

ACP	Analyse en composantes principales
CF	Courants de Foucault
CI	Circuit imprimé
CND	Contrôle non destructif
COR	Caractéristique opérationnelle de résultat
DC	Détection correcte
DSP	Densité spectrale de puissance
ED	Erreur de détection
EMCO	Estimateur des moindres carrés ordinaires
FA	Fausse alarme
NC	Non détection correcte
PDC	Probabilité de détection correcte
PFA	Probabilité de fausse alarme
RSB	Rapport signal sur bruit
TF	Transformée de Fourier
TFD	Transformée de Fourier discrète
AR	Critère « aire du rectangle inscrit »
ASC	Critère « aire sous la courbe »
DA	Critère « distance au point antagoniste »
DO	Critère « distance au point optimal »
MA	Critère « moyenne des probabilités de DC et de NC »
MO	Critère « moyenne des probabilités d'ED et de FA »



# Table des matières

<b>Abréviations</b>	<b>iii</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Contexte du contrôle non destructif et des sondes multiéléments</b>	<b>5</b>
1.1 Le contrôle non destructif . . . . .	5
1.1.1 Les objectifs du CND . . . . .	5
1.1.2 Les différentes techniques . . . . .	6
1.2 Les types de sondes . . . . .	9
1.2.1 Les sondes, les émetteurs et les récepteurs . . . . .	10
1.2.2 Les sondes à fonction double ou à fonctions séparées . . . . .	10
1.2.3 Les sondes à mesure absolue ou différentielle . . . . .	11
1.3 Le CND par courants de Foucault . . . . .	11
1.3.1 Le principe du CND par CF . . . . .	11
1.3.2 Les avantages du CND par CF . . . . .	14
1.3.3 Les inconvénients du CND par CF . . . . .	14
1.4 Les capteurs magnétiques . . . . .	15
1.4.1 Les capteurs inductifs . . . . .	15
1.4.2 Les GMI . . . . .	16
1.4.3 Les GMR . . . . .	16
1.4.4 Les fluxgates . . . . .	18
1.5 Les principaux avantages et inconvénients des microbobines . . . . .	18
<b>2 Mise en œuvre expérimentale</b>	<b>21</b>
2.1 Pourquoi des sondes multiéléments ? . . . . .	21
2.1.1 Augmenter la rapidité . . . . .	21
2.1.2 Réduire l'influence des paramètres perturbateurs . . . . .	22
2.1.3 Acquérir davantage d'informations . . . . .	22
2.2 Les deux technologies de microbobines . . . . .	22
2.2.1 Les microbobines sur circuit imprimé . . . . .	23
2.2.2 Les microbobines micromoulées . . . . .	26
2.2.3 Comparaison des deux technologies . . . . .	30
2.3 Le matériel utilisé . . . . .	30
2.3.1 L'impédancemètre . . . . .	31
2.3.2 Le bras robotisé . . . . .	33
2.3.3 Le contrôleur . . . . .	33
2.4 L'échantillon de test . . . . .	34
2.5 Les stratégies d'émission-réception . . . . .	34
2.5.1 La stratégie à mesure absolue « E/R » . . . . .	35
2.5.2 La stratégie émission-réception « ER » . . . . .	36
2.5.3 La stratégie à mesure différentielle « RER » . . . . .	36



2.5.4	La stratégie à émission additive « ERE+ » . . . . .	36
2.5.5	La stratégie à émission différentielle « ERE- » . . . . .	36
<b>3</b>	<b>Signaux et prétraitements</b>	<b>37</b>
3.1	Les représentations des signaux CF . . . . .	37
3.1.1	Une première représentation : le C-scan . . . . .	37
3.1.2	Une deuxième représentation : la signature complexe . . . . .	43
3.1.3	Une (presque-)troisième représentation : l'amplitude principale . . . . .	44
3.2	L'orientation des défauts . . . . .	48
3.2.1	Les différentes orientations . . . . .	48
3.2.2	La combinaison d'images . . . . .	49
3.3	D'autres prétraitements . . . . .	50
3.4	La décimation . . . . .	51
3.4.1	Pourquoi la décimation ? . . . . .	52
3.4.2	Le critère de Nyquist-Shannon . . . . .	52
3.4.3	Le problème du positionnement . . . . .	54
3.5	Le suréchantillonnage . . . . .	55
3.5.1	L'interpolation . . . . .	56
3.5.2	Influence du facteur de décimation . . . . .	57
3.5.3	Influence du facteur de suréchantillonnage . . . . .	58
3.6	Le rapport signal sur bruit . . . . .	58
3.6.1	Pourquoi quantifier la qualité d'un signal ? . . . . .	59
3.6.2	Le calcul du rapport signal sur bruit . . . . .	59
3.6.3	Comparaison des conditions de mesure . . . . .	60
3.6.4	Influence de l'orientation . . . . .	61
3.6.5	Influence de la décimation . . . . .	62
3.7	Synthèse des traitements effectués et des résultats obtenus . . . . .	63
<b>4</b>	<b>Détection</b>	<b>65</b>
4.1	L'algorithme de détection . . . . .	66
4.1.1	Qu'est-ce qu'une détection ? . . . . .	66
4.1.2	Un premier algorithme : le seuillage simple . . . . .	67
4.1.3	Un deuxième algorithme : le seuillage moyenné . . . . .	67
4.2	Les caractéristiques opérationnelles de réception . . . . .	69
4.2.1	La sensibilité et la spécificité . . . . .	69
4.2.2	L'espace des COR . . . . .	71
4.2.3	Les critères de qualité . . . . .	71
4.2.4	Prise en compte du coût . . . . .	75
4.2.5	Conclusion sur la comparaison des courbes COR . . . . .	77
4.3	Les performances de détection . . . . .	78
4.3.1	Comparaison des technologies de microbobines . . . . .	78
4.3.2	Comparaison des stratégies . . . . .	78
4.3.3	Influence du pas d'échantillonnage spatial . . . . .	80
4.3.4	Influence de l'orientation . . . . .	81
4.3.5	Synthèse des résultats et conclusion . . . . .	83
<b>5</b>	<b>Inversion des signaux, caractérisation des défauts</b>	<b>87</b>
5.1	Les difficultés de l'inversion d'image . . . . .	88
5.1.1	Les problèmes « mal posés » et la régularisation . . . . .	88
5.1.2	Une solution : l'inversion paramétrique . . . . .	89
5.2	Les méthodes d'inversion paramétrique . . . . .	89
5.2.1	L'inversion itérative . . . . .	89

5.2.2	L'inversion directe . . . . .	90
5.2.3	Le choix entre les méthodes . . . . .	91
5.3	La paramétrisation . . . . .	91
5.3.1	Le but de la paramétrisation . . . . .	91
5.3.2	Les paramètres . . . . .	92
5.4	L'inversion . . . . .	93
5.4.1	Les caractéristiques à estimer . . . . .	93
5.4.2	Sélection des paramètres . . . . .	94
5.4.3	Estimation de l'orientation . . . . .	98
5.4.4	Estimation de la profondeur et de la longueur . . . . .	99
5.4.5	Utilisation d'informations <i>a priori</i> . . . . .	102
5.4.6	Le schéma global de l'algorithme . . . . .	104
5.4.7	Réglage des coefficients . . . . .	104
5.5	Erreurs d'estimation . . . . .	106
5.5.1	Les méthodes pour quantifier la qualité de l'inversion . . . . .	106
5.5.2	Erreur de classification de l'orientation . . . . .	106
5.5.3	Erreur d'estimation des dimensions . . . . .	107
<b>Conclusion générale</b>		<b>111</b>
<b>Bibliographie</b>		<b>121</b>



*Le véritable voyage de découverte ne consiste pas à chercher de nouveaux paysages,  
mais à avoir de nouveaux yeux.*

MARCEL PROUST

*Une civilisation sans la Science, ce serait aussi absurde qu'un poisson sans bicyclette.*

PIERRE DESPROGES



# Introduction générale

Le travail présenté dans ce document a été réalisé au sein de deux laboratoires du sud de l'Île de France, le Laboratoire de Génie Électrique de Paris (LGEP) et le laboratoire Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Énergie (SATIE), respectivement dans les équipes Contrôle, Commande, Diagnostic (CoCoDi) et Traitements d'Information et Multicapteurs (TIM). Ce travail s'inscrit dans le cadre du pôle SPEE Labs (Sud de Paris Énergie Électrique), né en février 2005 du rapprochement du LGEP, du SATIE, du Laboratoire des Technologies Nouvelles (LTN, INRETS) et du Département « Électrotechnique et Systèmes d'Énergie » de Supélec.

L'étude porte sur la conception et l'utilisation de nouvelles structures de sondes à courants de Foucault (CF) pour le contrôle non destructif (CND). Une méthodologie a été établie afin de mettre au point des structures multiéléments et de comparer leurs performances dans le cadre de la recherche de fissures submillimétriques débouchantes. Des algorithmes originaux de détection et d'inversion ont été conçus et mis en œuvre afin d'utiliser la structure la plus efficace, de quantifier la qualité de détection des fissures et d'estimer les caractéristiques géométriques de ces défauts.

---

Les processus industriels et les pièces fabriquées sont devenus de plus en plus complexes tout au long du siècle dernier. Le CND, dernière étape du processus industriel, vise à contrôler sans endommager la qualité des pièces, en particulier mécanique. Le CND est devenu une nécessité industrielle, la défaillance de ces pièces pouvant entraîner des conséquences plus ou moins importantes. Par exemple, dans les domaines aéronautique et nucléaire, ces conséquences s'expriment souvent en termes de sécurité des personnes ou de dégâts environnementaux. L'enjeu du CND est aussi d'ordre économique : la rapidité et la fiabilité des techniques employées sont capitales pour la réduction des coûts de maintenance et l'optimisation de la durée de vie des installations.

La recherche de défauts peut être opérée soit lors de la fabrication des pièces, soit lors de leur maintenance en cours de vie. Dans le premier cas, il s'agit souvent de détecter les problèmes et de trier les pièces défectueuses en vue d'une éventuelle élimination ou d'un ajustement. Dans le second cas, il est préférable de préciser la nature et les dimensions des défauts, dans le but de déterminer si la pièce peut être remise en service ou non. Dans les deux cas, l'inspection des défauts doit être fiable, reproductible, relativement rapide et avec un coût aussi faible que possible.

La technique des courants de Foucault (CF) est largement utilisée dans le domaine du CND, dès lors qu'il s'agit de matériaux électriquement conducteurs. Elle représente par exemple la moitié des contrôles dans le domaine de l'aéronautique. Cette méthode est en effet sensible à des défauts dans l'état géométrique ou électromagnétique d'une pièce, comme des inclusions, des fissures ou les effets de la corrosion. De plus, elle est aisée à mettre en œuvre, robuste dans le cadre des applications industrielles et relativement peu coûteuse. Cependant, le besoin grandissant de fiabilité et de rapidité pour les opérations d'inspection requiert le développement de nouveaux systèmes de contrôle.

Dans ce contexte, des systèmes d'imagerie par courants de Foucault ont été récemment développés afin de produire des images CF obtenues par des procédures de balayage mécanique réduites et pré-

sentant malgré cela de bonnes performances en termes de caractérisation des défauts. Leur principe est basé sur l'utilisation simultanée d'un large émetteur CF pour exciter la structure à contrôler et d'un système d'acquisition pour mesurer le champ magnétique de réaction à la surface de la structure. Le système d'acquisition est conçu spécifiquement pour fournir une haute sensibilité et/ou résolution spatiale, afin que les défauts puissent être efficacement caractérisés.

Par exemple, un système imageur magnéto-optique CF a été décrit dans [JP06]. Cet appareil utilise un grenat magnéto-optique linéaire au sein d'un montage optique dédié à la mesure de la distribution spatiale 2-D de la densité de flux magnétique. Les images CF obtenues offrent une haute résolution spatiale ( $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ ) sur une large surface d'inspection (disque de diamètre 60 mm) pour une position donnée de l'imageur.

D'autres imageurs CF matriciels utilisant des multicapteurs à haute sensibilité comme les magnéto-résistances géantes ont aussi été développés. Ces appareils permettent d'obtenir des images CF avec une haute sensibilité [PLHDB04] ou une haute résolution [VGPD<sup>+</sup>06], tout en réduisant les procédures de balayage mécanique, particulièrement coûteuses en temps. En effet, l'utilisation de matrices de capteurs permet de réaliser plusieurs mesures adjacentes de façon quasi-simultanée, et donc d'augmenter la rapidité de mesure. La fiabilité et la reproductibilité peuvent aussi être augmentées par des acquisitions redondantes ou multivues.

Ces techniques utilisent cependant un inducteur de grandes dimensions pour l'excitation d'une large zone, ce qui présente un certain nombre d'inconvénients (uniformité des courants induits, consommation électrique, taille, effets de bord...). Au contraire de ces sondes à capteurs magnétiques, l'utilisation de microbobines en tant qu'éléments de sonde permet à chaque élément de jouer le double rôle d'émetteur et/ou de récepteur. Il devient alors possible de supprimer l'inducteur et d'élaborer différentes stratégies opératoires d'émission-réception afin d'enrichir les données CF.

Cette étude se place dans le cadre de la recherche des fissures submillimétriques débouchantes. Ces fissures sont extrêmement dangereuses car elles constituent souvent le point de départ de défauts plus grands comme les fissures de fatigue, qui peuvent s'avérer fatals à la pièce. La technique de ressuage, souvent utilisée, est appelée à disparaître du fait de nouvelles normes en termes de pollution. Parmi les solutions de remplacement envisageables, la technique des CF, souvent utilisée pour des fissures de taille moyenne ou grande et enfouies au sein des matériaux, est aussi très bien adaptée à ces défauts, en particulier lorsque les éléments sensibles des sondes sont de faibles dimensions.

L'acquisition des signaux CF n'est qu'une première étape dans le processus du CND. Il faut ensuite traiter les signaux acquis de façon à en extraire les informations utiles et les transformer en données qualifiant les éventuels défauts recherchés. Deux types de traitements ont une importance majeure et ont fait l'objet d'une étude approfondie : la détection des défauts et leur caractérisation.

La détection a pour but d'estimer si un signal CF correspond ou non à un défaut recherché. Cette étape est au plus simple réalisée par seuillage : l'amplitude du signal inférieure à une valeur donnée signifie que le matériau est intact ; dans le cas contraire, une inhomogénéité est considérée détectée. La détection peut être affinée en prenant en compte des paramètres supplémentaires, comme le bruit de mesure ou la ressemblance avec des signaux canoniques.

L'inversion des signaux, ou caractérisation des défauts, permet d'estimer les caractéristiques des défauts à partir des signaux CF acquis : il s'agit de résoudre le « problème inverse ». Cette procédure peut être réalisée à l'aide d'un grand nombre d'algorithmes différents, provenant du domaine des traitements d'images (reconnaissance de forme, inversion d'image), ou du domaine des traitements de données (réseaux de neurones, maximum de vraisemblance).

Le travail de cette thèse s'inscrit dans ce cadre général du CND appliqué aux processus industriels. Les sondes CF conçues ont été utilisées sur une cible représentative possédant des défauts de type fissures parallélipédiques débouchantes. Ces sondes sont à considérer comme des éléments d'une

structure de taille plus importante à deux dimensions, qui présentera de grands avantages en termes de rapidité d'acquisition et de facilité d'exploitation.

## Plan de la thèse

Le travail de cette thèse consiste en la mise en œuvre de sondes multiéléments à microbobines pour le CND par CF. Le plan général de ce document, sous la forme du fonctionnement du système d'inspection de défauts réalisé, est présenté à la figure 1.

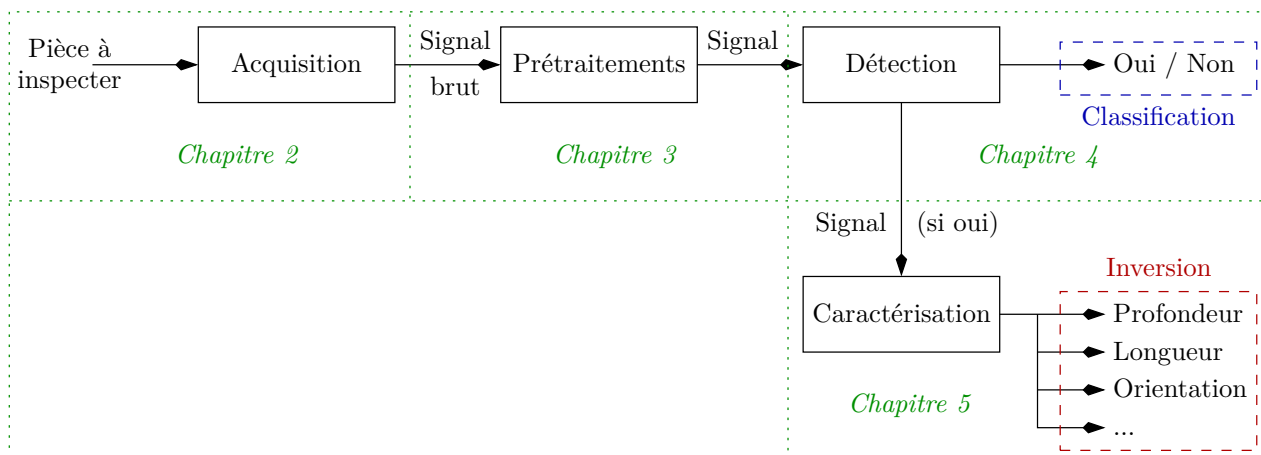


FIG. 1 – Fonctionnement du système d'inspection de défauts réalisé

Le chapitre 1 décrit le contexte actuel de ces recherches, et plus particulièrement les différentes méthodes de CND, leurs intérêts et leurs défauts. S'attardant davantage sur le CND par CF, il détaille le principe de cette technique et les principales technologies existantes.

Le chapitre 2 présente le matériel utilisé et les conditions de l'expérimentation. Les éléments des sondes sont des microbobines. Deux technologies ont été choisies, représentatives des possibilités issues de l'industrie et d'un laboratoire de recherche. Ces microbobines sont caractérisées géométriquement et électriquement. Les stratégies opératoires d'émission-réception conçues sont explicitées.

Le chapitre 3 montre des exemples de signaux CF acquis autour de défauts calibrés. L'influence du pas d'échantillonnage spatial des acquisitions sur la qualité des signaux est quantifiée. Ce pas correspond à la discrétisation inhérente aux sondes matricielles. Des rapports signal sur bruit sont calculés et utilisés pour comparer les stratégies d'émission-réception et les technologies de microbobines.

Le chapitre 4 explique le fonctionnement de l'algorithme de détection qui a été spécialement conçu. Une méthode de quantification statistique de la capacité de détection des sondes est ensuite mise en œuvre sur l'ensemble des acquisitions. L'influence des conditions expérimentales sur les performances de détection est examinée, les stratégies d'émission-réception et les technologies de microbobines à nouveau comparées. Des performances maximales sont dégagées.

Le chapitre 5 réalise l'estimation des caractéristiques géométriques des défauts inspectés, à partir des signaux CF correspondants et ayant donné lieu à une détection. Un algorithme d'inversion est établi et mis en place. Une paramétrisation des signaux CF, c'est-à-dire l'extraction de paramètres au sein des signaux CF acquis, est opérée. Ces paramètres sont insérés dans un modèle réglable permettant d'en déduire les caractéristiques à estimer. Les erreurs des estimations sont enfin quantifiées. Une attention particulière est portée sur le cas d'un pas d'échantillonnage spatial assez grand, permettant potentiellement de supprimer tout déplacement mécanique de la sonde.





# Chapitre 1

## Contexte du contrôle non destructif et des sondes multiéléments

Le contrôle non destructif (CND) a pour but d'évaluer l'intégrité d'une pièce sans la détériorer. Cette étape du processus industriel est destinée à garantir la sécurité d'utilisation des pièces contrôlées. Elle joue aussi un rôle économique non négligeable, dans le sens où elle permet une gestion optimisée de la maintenance. À ces deux titres, le contrôle non destructif est très important pour l'industrie et particulièrement utilisé, par exemple dans l'industrie automobile, pétrolière, navale, aéronautique et nucléaire[DF, Wika]. Après avoir présenté les principales méthodes de CND et en particulier celle des courants de Foucault, ce chapitre réalise une description rapide des capteurs magnétiques utilisables dans ce cadre, en détaillant les spécificités des éléments sensibles inductifs utilisés dans ces travaux.

### 1.1 Le contrôle non destructif

#### 1.1.1 Les objectifs du CND

Le contrôle non destructif a pour objectif, comme son nom l'indique, de contrôler l'état des pièces industrielles sans pour autant que les examens correspondants ne puissent nuire à leur utilisation future. Ceci peut correspondre à deux types de contrôles : l'estimation d'un paramètre constitutif de la pièce comme par exemple l'épaisseur d'une paroi[YLLL06], la distance à un objet[DCH04], les propriétés électromagnétiques constitutives du matériau ; la recherche d'une rupture de ces paramètres[LBLCT<sup>+</sup>96]. Dans le deuxième cas, il s'agit en général de défauts, qui peuvent être par exemple des fissures, des inclusions, des porosités, des effets de la corrosion ou de la fatigue mécanique. Cette procédure de contrôle se produit souvent plusieurs fois au cours de la vie d'une pièce et doit satisfaire au mieux les critères suivants :

- **la rapidité d'exécution**

Il faut que le contrôle soit rapide pour qu'il ne soit pas trop pénalisant à la fois en termes d'immobilisation physique de chaque pièce, mais aussi au niveau des coûts que sont le temps de travail de la main-d'œuvre ou les frais de fonctionnement de l'usine.

- **le coût**

Le contrôle qualité représente sur les pièces complexes un coût non négligeable et qui doit être minimisé dans la mesure du possible.

- **la reproductibilité**

La mesure ne doit pas souffrir des circonstances extérieures : une même pièce contrôlée plusieurs fois doit toujours donner le même résultat.

- **la fiabilité**

Le contrôle doit remplir son cahier des charges, et par exemple détecter tous les défauts qu'il est censé être capable de détecter, indépendamment des conditions d'inspection.

- **la sensibilité**

La sensibilité est le rapport des variations de la mesure et du mesurande. Plus la sensibilité est grande, plus les petites variations du mesurande sont détectables, comme par exemple les défauts de faibles dimensions.

- **la résolution**

La résolution est la plus petite variation de signal pouvant être détecté, par exemple la dimension du plus petit défaut. Usuellement est défini le pouvoir de résolution, ici la dimension du plus petit défaut visible. Le pouvoir de résolution est fort si cette dimension est petite.

Parmi ces six critères, il est naturel de penser que la rapidité, la reproductibilité et la sensibilité sont respectivement fortement liées au coût, à la fiabilité et à la résolution. Il est très souvent nécessaire de consentir à des compromis entre les trois groupes ainsi définis.

### 1.1.2 Les différentes techniques

La diversité des pièces à inspecter, de leurs géométries, de leurs matériaux et des conditions d'inspection, interdit à une méthode de CND d'être universelle. Un certain nombre de techniques existe et chacune présente certains avantages et inconvénients. Il n'est pas question ici d'établir une liste exhaustive des techniques utilisées dans le domaine du CND[DF], mais de donner un aperçu global des techniques les plus répandues industriellement.

#### 1.1.2.1 Procédés optiques

Les procédés optiques constituent un type de techniques qu'il convient de séparer en deux catégories, selon que le contrôle soit automatisé ou non. L'examen visuel, contrôle ancestral le plus élémentaire, est la base des contrôles optiques non automatiques. Il peut être aidé, par un éclairage laser ou classique, une loupe binoculaire, ou un système de télévision<sup>1</sup>. Il reste cependant sujet aux inconvénients liés à l'œil humain, c'est-à-dire une faible productivité et une certaine subjectivité, entraînant un manque de fiabilité. De façon automatique, sont réalisées en général des acquisitions d'images par balayage laser[SWW<sup>+</sup>07] ou par utilisation de barrettes de capteurs optiques[HMN07], suivies de traitement d'images tel que le seuillage ou la reconnaissance de formes. Ce type de contrôle, beaucoup plus efficace, est cependant beaucoup plus complexe à mettre en œuvre et par conséquent restreint à des applications très particulières[HH05].

#### 1.1.2.2 Ressuage

Le ressuage consiste à appliquer sur la surface de la pièce à contrôler, préalablement nettoyée et séchée, un liquide d'imprégnation coloré ou fluorescent[BAL06]. Ce liquide pénètre, par capillarité, dans les ouvertures des défauts. Après un certain temps correspondant à la pénétration du liquide d'imprégnation dans les défauts, l'excès de liquide présent à la surface de la pièce est éliminé par lavage. La surface est ensuite recouverte d'un révélateur qui attire le liquide d'imprégnation retenu dans les défauts, ce que désigne le terme « ressuage ». Il donne ainsi une indication renforcée de ceux-ci, dont l'observation est alors généralement réalisée visuellement.

Le ressuage est une technique rapide et peu coûteuse, mais qui connaît les mêmes inconvénients que les procédés optiques, à cause de la nature visuelle de l'information utile. De plus, le liquide utilisé est souvent un liquide toxique ou polluant[KW06], d'autant plus dangereux s'il s'agit du contrôle de

---

<sup>1</sup>C'est-à-dire un système constitué par exemple de caméras et de moniteurs.

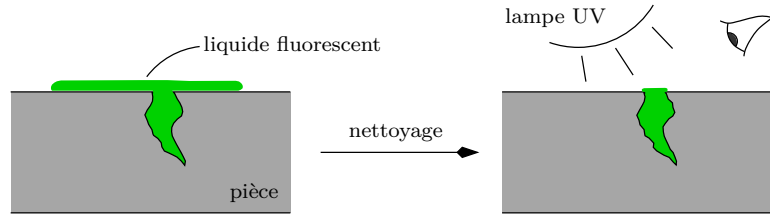


FIG. 1.1 – Principe du ressuage

pièces de l'industrie nucléaire. Les normes environnementales de plus en plus contraignantes tendent à décourager l'emploi de cette technique, au profit des autres techniques existantes.

### 1.1.2.3 Radiographie

La radiographie industrielle est comparable à la radiographie médicale : elle consiste à faire traverser par un rayonnement électromagnétique de très courte longueur d'onde, comme les rayons X ou les rayons  $\gamma$ , la matière à inspecter. Lors de leur passage à l'intérieur de la pièce, les photons voient leur énergie absorbée totalement ou partiellement par la matière, selon sa densité. Un film placé derrière la pièce est irradié par les photons qui ont encore suffisamment d'énergie. Il récupère ainsi le radiogramme, où les zones avec des défauts sont représentées par une variation de la densité optique[TNB00].

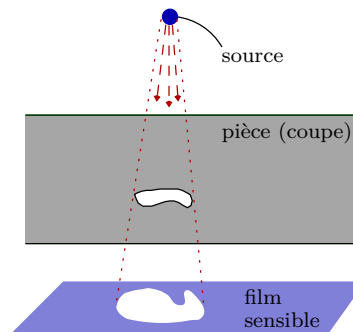


FIG. 1.2 – Principe de la radiographie

Si la radiographie réussit à produire des images précises, fiables et interprétables, l'utilisation de tels dispositifs reste complexe, en particulier à cause de la mise en place nécessaire de procédures de protection du personnel et de la faible productivité qui engendrent un coût de contrôle important. La radiographie est utilisée notamment dans le domaine de la fonderie[Chi00] ou pour la recherche de défauts dans les soudures[DSSDS<sup>+</sup>05].

### 1.1.2.4 Ultrasons

La technique des ultrasons repose sur la propagation dans la pièce d'une onde ultrasonore générée à l'aide d'un transducteur émetteur[Sil84]. Un transducteur récepteur généralement situé du même côté que l'émetteur reçoit les ondes réfléchies avec un certain retard dû à la propagation des ondes à travers la pièce. Connaissant la vitesse  $v$  de propagation sonore dans le matériau, il est alors possible de distinguer l'écho correspondant au fond de la pièce, d'un éventuel écho correspondant à un défaut situé à l'intérieur de la pièce. En effet, le temps de propagation  $\delta t$  de l'onde réfléchi sur le défaut s'exprime

$$\delta t = \frac{d_1 + d_2}{v}$$

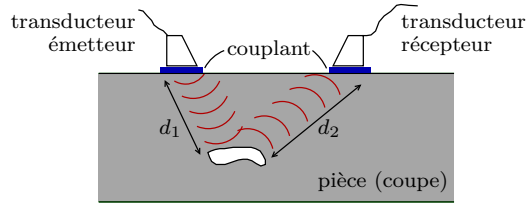


FIG. 1.3 – Principe du CND par ultrasons

Le CND par ultrasons est une technique très utilisée, parce que relativement flexible et simple pour détecter des défauts enfouis[BB86]. La mesure d'épaisseur est aussi souvent effectuée par cette technique[PBEH06]. Des sondes multiéléments sont développées depuis quelques années[MRBR02], et permettent la mise en place de techniques complexes comme la focalisation des ondes émises[DBP91] ou encore la « décomposition de l'opérateur retournement temporel » (méthode DORT[KPCF02]). Cependant, l'usage presque obligatoire d'un couplant peut être gênant, et les frontières entre deux matériaux engendrent des échos parasites. De plus, la recherche des défauts de dimensions submillimétriques requiert l'utilisation de fréquences relativement élevées, pour lesquelles l'atténuation devient grande.

#### 1.1.2.5 Flux de fuite magnétique

Le contrôle par flux de fuite magnétique consiste à soumettre la pièce ou une partie de celle-ci à un champ magnétique constant. Les défauts superficiels provoquent, par l'importante variation de réluctance qu'ils représentent, une déviation des lignes de champ[ANHM06]. Des flux de fuite magnétique sont engendrés localement. Ils sont ensuite généralement visualisés soit à l'aide d'un produit indicateur porteur de limaille de fer (magnétoscopie[Goe90]), soit à l'aide d'un film magnétisable (magnétographie[KHH<sup>+</sup>03]), soit à l'aide d'appareils de mesure de champ magnétique[HUBB02].

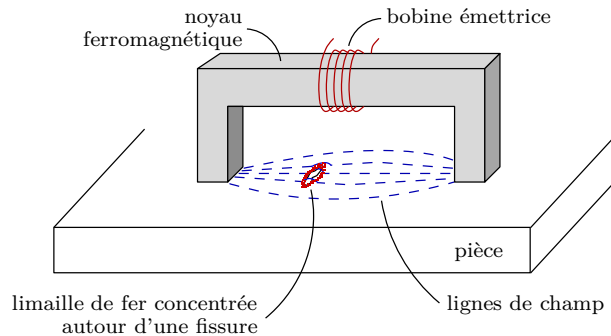


FIG. 1.4 – Principe de la magnétoscopie

Le CND par flux de fuite magnétique n'est utilisable que pour les matériaux ferromagnétiques. Cette technique est particulièrement efficace pour les défauts de surface de très petites dimensions, mais donne difficilement de bons résultats pour les défauts enfouis. La mise en œuvre technique peut être complexe, à cause de la magnétisation originelle des matériaux et de la démagnétisation souvent nécessaires.

#### 1.1.2.6 Courants de Foucault

Cette dernière technique utilise des courants induits à l'intérieur de la pièce, appelés courants de Foucault. Pour ce faire, un excitateur externe est employé, souvent constitué d'une bobine parcourue par un courant alternatif. Les courants induits, parce qu'ils forment des boucles et sont à la même

fréquence que le courant d'excitation, engendrent un champ magnétique alternatif de réaction sortant de la pièce à inspecter. Les défauts superficiels dévient les lignes des courants de Foucault, et par suite modifient le champ magnétique résultant[Lib79]. La variation du champ magnétique est enfin mesurée au moyen d'un élément sensible au champ magnétique alternatif, qui peut être une bobine ou un capteur de champ magnétique.

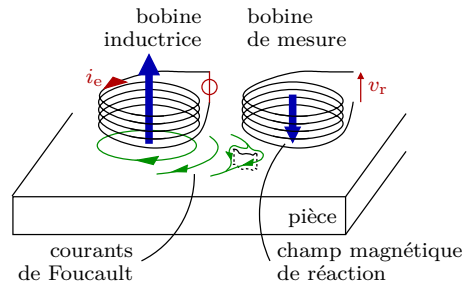


FIG. 1.5 – Principe du CND par courants de Foucault

L'utilisation des courants de Foucault dans les applications de CND est limitée aux pièces électriquement conductrices. Elle s'étend de l'inspection des tubes (échangeurs, générateurs de vapeurs de centrales nucléaires[YCM00]) à la recherche des défauts débouchants[HOB<sup>+</sup>06] sur des surfaces plus ou moins planes. Il est aussi possible de mesurer des épaisseurs de paroi[LBJP01] ou la perméabilité magnétique du matériau[ZWG<sup>+</sup>03]. La principale difficulté est la faible pénétration des courants induits, selon l'effet dit « de peau », qui rend difficile la détection de défauts enfouis. C'est une technique sans contact et la rapidité d'établissement des courants induits donne la possibilité de déplacer très rapidement la sonde.

### 1.1.2.7 Méthodes couplées

De plus en plus de dispositifs utilisent conjointement plusieurs méthodes parmi celles qui viennent d'être présentées. Il existe ainsi des méthodes laser-ultrasons[KFKA00], électromagnétiques ultrasonores[DEP01] ou encore magnéto-optiques[JLDP07]. Ces techniques tentent de s'affranchir des différents défauts des méthodes utilisées tout en conservant les avantages. Par exemple, la méthode laser-ultrasons permet de réaliser des contrôle par ultrason sans contact, et donc sans couplant[Zan01]. Il s'agit le plus souvent de techniques en cours de développement à l'heure actuelle.

### 1.1.2.8 Synthèse

La présentation de ces méthodes ne serait pas complète sans une synthèse comparative selon les critères énoncés à la sous-section 1.1.1. Ainsi, le tableau 1.1 présente une vue d'ensemble des qualités et défauts de chacune de ces techniques.

## 1.2 Les types de sondes

La plupart des techniques présentées précédemment utilisent des sondes pour l'acquisition des mesures. Pour le CND par courants de Foucault comme pour d'autres techniques, plusieurs types de sondes et de mesures sont utilisables : la conception de la sonde doit déterminer ceux à employer.

	Rapidité	Coût	Reproductibilité	Fiabilité	Sensibilité	Résolution
Optique automatisé	--	+	—	--	--	—
Optique non automatisé	++	—	+	—	—	+
Ressuage	++	++	—	—	--	—
Radiographie	++	—	+	+	—	—
Ultrasons	+	+	—	—	++	+
Flux magnétique de fuite	+	+	—	—	++	+
Courants de Foucault	+	+	++	+	+	—

TAB. 1.1 – Comparatif des principales techniques de CND

### 1.2.1 Les sondes, les émetteurs et les récepteurs

Le principe des courants de Foucault nécessite l'emploi de deux « fonctions » :

- **l'émission** (E) d'un champ électromagnétique alternatif;
- **la réception** (R) d'un autre champ électromagnétique, alternatif lui aussi.

Ces deux fonctions de base peuvent être individuellement réalisées par un ou plusieurs éléments. Une sonde comprend par conséquent un ou plusieurs éléments, dont certains sont émetteurs ou « excitateurs » et d'autres récepteurs ou « capteurs ». En pratique, certaines technologies entraînent qu'un élément ne peut être qu'émetteur, ou seulement récepteur, ou encore assurer les deux fonctions. Le dispositif de mesure intègre la sonde ainsi que son électronique associée, comme le montre la figure 1.6, et produit les signaux de mesure.

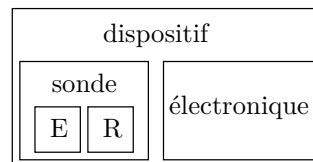


FIG. 1.6 – Définition d'un dispositif de mesure

### 1.2.2 Les sondes à fonction double ou à fonctions séparées

Certains éléments peuvent réaliser simultanément ces deux fonctions E et R, tandis que d'autres ne peuvent en assurer qu'une. Deux possibilités existent ainsi pour réaliser ces fonctions au sein d'une même sonde :

- **les sondes à fonction double**

Ce sont des sondes dans lesquelles le même élément réalise les deux fonctions. Dans le cas du CND par courants de Foucault, la sonde élémentaire composée d'une seule bobine est le plus commun exemple de ce qui peut être une sonde à fonction double. La grandeur mesurée est alors l'impédance de la bobine, comme expliqué ci-après dans la sous-section 1.3.1.2.

- **les sonde à fonctions séparées**

Deux éléments ou groupes d'éléments y assurent séparément les deux fonctions. La grandeur mesurée est une image de la variation du champ électromagnétique. Il peut s'agir d'un capteur inductif bobiné ou d'un autre type de capteur de champ (cf. section 1.4).

Les sondes à fonctions séparées sont habituellement plus efficaces que les sondes à fonction double. Elle permettent d'augmenter indépendamment d'une part l'intensité du signal émis en modifiant par exemple la géométrie de l'émetteur, d'autre part la sensibilité au signal reçu et la résolution spatiale en modifiant par exemple la géométrie du récepteur. Enfin, elles sont en général moins sensibles aux perturbations externes[LB00].

### 1.2.3 Les sondes à mesure absolue ou différentielle

Indépendamment de la séparation des fonctions, le type de mesure doit être déterminé. Deux types de mesures existent :

- **les mesures absolues**

Les sondes absolues sont constituées de un ou plusieurs éléments sensibles, à fonctions séparées ou non, dont le signal est exploité individuellement. La grandeur mesurée est donc absolue, sans référence.

- **les mesures différentielles**

Les sondes différentielles sont composées de plusieurs éléments, les signaux mesurés étant retranchés deux à deux. Cela permet de ne mesurer par exemple qu'une variation locale de l'état de la pièce entre deux points. Dans le cas des sondes CF, lorsque les deux éléments sensibles concernés sont assez proches l'un de l'autre, la soustraction permet aussi de minimiser en grande partie l'influence du décollement de la sonde et de tous les problèmes de mesures qui concernent une étendue à inspecter relativement grande, comme une variation de perméabilité du matériau.

Parmi les appareils pour le CND par courants de Foucault commercialisés et utilisés actuellement, les sondes absolues sont souvent utilisées pour détecter des variations graduelles comme les dégradations dues à la corrosion ou l'usure de contact. Au contraire, les sondes différentielles sont avant tout préférées pour la détection des défauts abruptes et soudains, comme les bords ou les fissures. Il est éventuellement possible de disposer des deux types de mesures sur une seule sonde.

## 1.3 Le CND par courants de Foucault

Le fonctionnement d'une sonde pour le CND par courants de Foucault (CF) est régi par des phénomènes physiques complexes et non linéaires, qu'il convient d'explicitier avant d'exposer en détail les avantages et inconvénients de cette technique.

### 1.3.1 Le principe du CND par CF

#### 1.3.1.1 Création des courants induits

Une sonde CF peut être divisée en deux parties. L'émetteur est en général constitué d'une bobine parcourue par un courant d'excitation  $I_{\text{exc}}$ , qui produit un champ électromagnétique déterminé par les équations de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{équation de conservation du flux magnétique})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{équation de Maxwell-Gauss})$$

$$\vec{\nabla} \otimes \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{équation de Maxwell-Faraday})$$

$$\vec{\nabla} \otimes \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{équation de Maxwell-Ampère})$$



$\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont respectivement les champs électrique et magnétique,  $\vec{D}$  et  $\vec{B}$  les inductions électrique et magnétique,  $\vec{J}$  la densité surfacique de courant électrique et  $\rho$  la densité volumique de charges électriques.

Ici, les courants de déplacement représentés par la quantité  $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$  dans l'équation de Maxwell-Ampère sont négligeables. En effet, l'Approximation des Régimes Quasi-Statiques (ARQS) énonce qu'il est possible de négliger le temps de propagation des ondes électromagnétiques si les dimensions considérées sont faibles devant la longueur d'onde. Les fréquences utilisées généralement pour le CND par courants de Foucault et plus particulièrement dans ces travaux ne sont pas supérieures à 20 MHz, ce qui correspond à une longueur d'onde

$$\lambda = \frac{c}{f} = 15 \text{ m}$$

car la vitesse de propagation des ondes dans le matériau est assimilable à celle  $c = 3 \cdot 10^5 \text{ km} \cdot \text{s}^{-1}$  de la lumière dans le vide. Cette longueur d'onde peut être considérée très grande devant les longueurs de propagation des ondes, inférieures au centimètre.

Les matériaux considérés dans cette étude étant des milieux linéaires isotropes, les relations constitutives

$$\begin{aligned} \vec{B} &= \mu \vec{H} \\ \vec{D} &= \varepsilon \vec{E} \\ \vec{J} &= \sigma \vec{E} \end{aligned}$$

se vérifient, avec  $\mu$  la perméabilité magnétique,  $\varepsilon$  la permittivité électrique et  $\sigma$  la conductivité électrique du matériau.

En prenant en compte l'absence de charges électriques dans ce cas de figure et en supposant les milieux non diélectriques ( $\varepsilon$  constante, égale à la permittivité du vide  $\varepsilon_0$ ) et non saturés ( $\mu$  indépendante de la valeur de  $H$ ), les quatre équations de Maxwell deviennent

$$\vec{\nabla} \cdot \mu \vec{H} = 0 \quad (1.1)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \quad (1.2)$$

$$\vec{\nabla} \otimes \vec{H} = \vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (1.3)$$

$$\vec{\nabla} \otimes \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (1.4)$$

Ces équations entraînent la création, par le champ magnétique ayant pénétré à l'intérieur de la pièce, de courants induits au sein de cette pièce. En régime harmonique, ces courants sont à la même fréquence que le champ et donc à la même fréquence que le courant inducteur. Ces courants sont représentés sur la figure 1.7 dans l'exemple d'une bobine excitatrice.

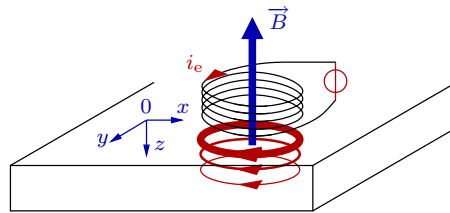


FIG. 1.7 – Distribution des courants de Foucault générés par une bobine excitatrice

Dans le cas canonique d'une pièce conductrice à surface plane, où l'induction est réalisée par un champ d'excitation uniformément orienté de type onde plane transverse électromagnétique, la

résolution de ces équations est possible analytiquement[PCS89]. Elle indique que les lignes de courants sont situées dans des plans parallèles à la surface de la pièce. La densité de ces courants varie en fonction de la profondeur  $z$  à laquelle ils se trouvent. Si la pièce est semi-infinie ou suffisamment épaisse, cette densité est donnée par

$$J(z,t) = J_s \exp\left(-z \sqrt{\frac{\omega \sigma \mu}{2}}\right) \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4} - z \sqrt{\frac{\omega \sigma \mu}{2}}\right) \quad (1.5)$$

où  $J_s$  est l'amplitude de la densité des courants induits au niveau de la surface de la pièce et  $\omega$  la pulsation associée au courant exciteur, comme montré par la figure 1.8. Cette équation montre que l'amplitude de la densité des courants induits varie de façon exponentielle en fonction de la profondeur, avec une grandeur caractéristique

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu}} \quad (1.6)$$

correspondant à la distance au-delà de laquelle les courants induits ont perdu 63% de leur amplitude. Cette longueur est appelée « profondeur de pénétration » ou « épaisseur de peau », et est essentielle dans la compréhension du fonctionnement du CND par CF.

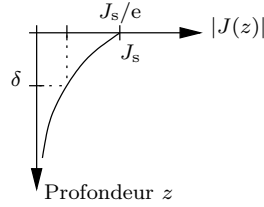


FIG. 1.8 – Distribution des courants de Foucault en fonction de la profondeur, dans le cas d'une excitation en onde plane

Pour la plupart des autres configurations, calculer la densité  $J(z,t)$  des courants de Foucault demande des développements analytiques[DD68] ou numériques conséquents, comme par exemple le calcul par éléments finis[CSLBM07a] ou par intégrales de volume[BSS89]. Dans le cas de courants créés par un solénoïde, les courants induits sont des boucles qui peuvent être au mieux situées dans des plans parallèles à la surface de la pièce (cf. figure 1.7). Ils ne peuvent pas exactement être explicités par l'équation 1.5. Cependant, la décroissance de l'amplitude des courants induits existe toujours et l'épaisseur de peau, en tant que grandeur caractéristique, est habituellement encore exprimée par l'équation 1.6[Mot90].

De plus, l'équation 1.5 décrit le déphasage entre le courant d'excitation et le courant induit à la profondeur  $z$  comme une fonction affine de cette profondeur. Ceci reste aussi globalement vrai avec un inducteur solénoïde.

### 1.3.1.2 Création d'un champ magnétique de réaction et mesure

Les courants ainsi créés suivent des chemins à l'image de spires virtuelles situées à l'intérieur du matériau conducteur. Ils engendrent donc à leur tour un champ électromagnétique de réaction, qui s'oppose au champ d'excitation. Ce champ est présent au niveau de la sonde. Son amplitude dépend en particulier de la circulation des courants de Foucault dans la pièce.

Dans le cas d'une sonde à fonction double, l'impédance de la bobine est perturbée dès lors que celle-ci est traversée par ce champ électromagnétique de réaction[BJSS91]. Il existe alors une valeur d'impédance « hors défaut », autour de laquelle sont mesurées les variations par un impédancemètre branché aux bornes de la bobine. Il mesure la tension à ses bornes et la divise par le courant d'excitation qui la traverse.

Dans le cas d'une sonde à fonctions séparées où l'élément récepteur est une bobine, le champ électromagnétique total crée une différence de potentiel entre les bornes de cette bobine. Il s'agit d'une force électromotrice générée par la loi de Lenz-Faraday, qui peut s'écrire

$$E = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (1.7)$$

pour une spire, où  $\Phi$  est le flux de l'induction magnétique  $\vec{B}$  à travers la surface de la spire. Il est alors possible de mesurer la transimpédance de la sonde qui est le rapport de la tension de réception sur le courant d'excitation. Ainsi, les deux méthodes sont équivalentes en termes de grandeur mesurée.

### 1.3.1.3 Perturbation des courants induits

Les courants induits satisfont les équations de Maxwell, simplifiées selon des hypothèses d'homogénéité des conductivité, perméabilité et permittivité du matériau. Si une inhomogénéité comme une inclusion est présente, la conductivité électrique et/ou la perméabilité magnétique sont modifiées. D'après les équations 1.1 à 1.4, ceci entraîne une déviation des lignes des courants et par suite une variation du champ électromagnétique de réaction. En réalité, la grandeur d'intérêt est la variation de l'impédance ou de la transimpédance par rapport à sa valeur hors défaut. Soit, à la pulsation d'excitation  $\omega$

$$Signal = \Delta Z(\omega) = \frac{\Delta V_{\text{mesure}}(\omega)}{I_{\text{excitation}}(\omega)}$$

Ceci permet de détecter des défauts au sein de la pièce. Si le but du contrôle est l'estimation d'un paramètre constitutif de la pièce, il convient de réaliser un étalonnage de la sonde à l'aide de pièces étalons parfaitement connues ou de simulations numériques.

## 1.3.2 Les avantages du CND par CF

### – la simplicité

Le principal avantage des sondes à CF est leur facilité de mise en œuvre. Le contrôle est réalisé sans contact, et par conséquent sans utilisation de couplant. Le signal CF est obtenu directement et instantanément.

### – l'intégration

La nature électrique du signal CF mesuré permet aussi de bénéficier fortement des avancées récentes au niveau de l'intégration des composants électroniques, en termes de réduction de volume comme d'augmentation des performances. Le signal CF est en effet directement utilisable pour d'éventuels traitements électroniques analogiques, suivis d'une numérisation et de traitements numériques ou informatiques. Cela permet d'envisager des appareils de contrôle à la fois plus petits, plus légers et plus rapides.

### – le coût

Un dispositif CF très simple est une unique bobine avec un générateur, un voltmètre et un ampèremètre. Il s'agit d'un dispositif très bon marché, qui même en augmentant la complexité de la technologie ou de l'instrumentation (utilisation de multiplexeur, de détection synchrone, de capteurs de haute technologie), reste abordable et ne demande pas un investissement primordial trop important.

## 1.3.3 Les inconvénients du CND par CF

### – la non-linéarité

Les équations différentielles 1.1 à 1.4 ne sont pas linéaires par rapport aux paramètres constitutifs du matériau. Leurs solutions, comme la densité de courant définie par l'équation 1.5, ne le sont

pas non plus. Cela entraîne une forte non-linéarité entre la géométrie des défauts situés dans la pièce à inspecter et la réponse obtenue avec une sonde CF. L'analyse des signaux produits est donc relativement complexe et l'opérateur doit être habitué à cette technique pour être efficace, c'est-à-dire réalisant un contrôle rapide et fiable.

- **la résolution**

Un défaut ponctuel de dimensions micrométriques dévie toutes les lignes de courants qui s'approchent de lui. Si l'émetteur fait une surface de l'ordre du millimètre carré, les courants induits parcourent une surface au moins égale voire plus grande que celle-ci. Par conséquent, le défaut micrométrique correspond à une réponse qui s'étend sur plusieurs millimètres carrés, ce qui a pour conséquence de détériorer nettement la résolution spatiale d'une sonde à courant de Foucault.

- **l'effet de peau**

L'équation 1.5 fait apparaître une décroissance exponentielle sur l'amplitude des courants : ceux-ci sont localisés à une faible profondeur. Ce phénomène, appelé effet de peau, a pour conséquence la difficulté voire l'impossibilité de détecter un défaut situé à une distance très supérieure à l'épaisseur de peau  $\delta$ . En effet, les courants induits ont une amplitude inférieure à 95% de l'amplitude maximale au-delà d'une profondeur supérieure à  $3\delta$ .

- **le positionnement**

L'induction des courants de Foucault est fonction du couplage entre la sonde et la pièce. Si celui-ci varie au cours de la mesure ou n'est pas celui attendu, la mesure sera faussée. Un décollement ou une inclinaison de la sonde par rapport à la surface de la pièce sont les deux principaux problèmes de positionnement rencontrés, qui conduisent à une variation parasite de l'impédance mesurée[NWFN94]. En particulier, le contrôle des surfaces non planes peut ainsi poser problème si la sonde ne se conforme pas à la surface.

## 1.4 Les capteurs magnétiques

Toute sonde CF mesure un champ électromagnétique alternatif et comporte nécessairement des capteurs magnétiques. Plusieurs technologies existent, quatre parmi les principales sont présentées ci-après<sup>2</sup>. Les trois derniers types d'éléments sont des capteurs de champs magnétiques, ne pouvant effectuer que des mesures. L'émission du champ magnétique alternatif doit alors être réalisée par un autre élément à côté ou au-dessus du capteur.

### 1.4.1 Les capteurs inductifs

Historiquement, les capteurs inductifs ont été les premiers éléments sensibles au champ magnétique connus. Les capteurs inductifs sont des bobines, qui peuvent être de différentes géométries, plates ou solénoïdes, et éventuellement contenir un noyau ferromagnétique afin de concentrer le champ magnétique et augmenter la sensibilité[CET<sup>+</sup>99].

Un capteur inductif transforme un champ magnétique qui le traverse en tension grâce au phénomène d'induction par la loi de Lenz-Faraday (équation 1.7). Cette loi montre que la force électromotrice créée est proportionnelle à la dérivée temporelle de l'induction : la composante continue du champ magnétique est rejetée. Pour la même raison, la sensibilité en hautes fréquences est relativement grande.

Les capteurs inductifs ont été les premiers utilisés pour des raisons historiques, mais restent encore

---

<sup>2</sup>La technologie des SQUID (*Superconducting QUantum Interference Device*, dispositifs supraconducteurs à interférences quantiques) n'est pas présentée dans ce document, car ces capteurs sont encore trop complexes et contraignants à mettre en œuvre.

intéressants grâce à leur précision et leur robustesse. De plus, les bobines sont bon marché et faciles à réaliser industriellement, du moins dans des dimensions raisonnables. L'inductance d'une bobine étant directement fonction de son nombre de spires[Bry55, Ter43] et donc de sa taille, les bobines de petites dimensions présentent en général une sensibilité moindre. Néanmoins, des techniques évoluées permettent aujourd'hui la réalisation de bobines de faibles dimensions avec une grande sensibilité, grâce à des formes complexes ou un grand nombre de spires[WGDG<sup>+</sup>06]. Le domaine fréquentiel d'utilisation d'un capteur inductif dépend grandement de son impédance, mais la fréquence d'utilisation est rarement inférieure à la dizaine de kHz.

### 1.4.2 Les GMI

Le phénomène découvert en 1935 par Harrison[HTR35] ayant permis l'utilisation des magnétoimpédances géantes (*giant magneto-impedances*, GMI) repose sur l'effet de peau décrit précédemment par l'équation 1.6 et sur la courbe d'aimantation  $B = f(H)$  que montre la figure 1.9.

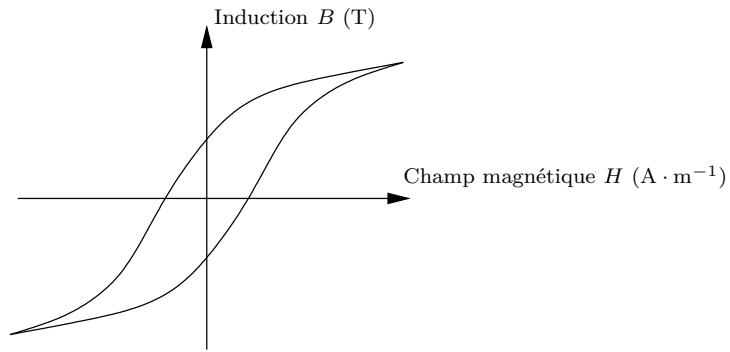


FIG. 1.9 – Exemple de courbe d'aimantation  $B = f(H)$

Une GMI peut être un simple fil ferromagnétique, traversé par un courant alternatif. Si la fréquence est assez élevée, les courants ne traversent le fil qu'en surface, la profondeur de pénétration  $\delta$  devenant plus faible que l'épaisseur du fil. L'impédance du fil est alors inversement proportionnelle à  $\delta$  selon l'équation

$$Z = (1 + \imath) R \frac{a}{\delta}$$

où  $R$  est la résistance en basses fréquences du fil et  $a$  son rayon.  $\imath$  est le nombre complexe. L'expression 1.6 de  $\delta$  montre que  $Z$  dépend de la perméabilité  $\mu$  du matériau. Or selon la courbe d'aimantation, le rapport  $\mu = B/H$  dépend de la valeur de  $H$ . L'impédance varie en fonction du champ magnétique externe[KP02].

La recherche sur les GMI dans le domaine du CND par CF a beaucoup progressé ces dernières années. Cette technologie permet de mesurer des champs magnétiques faibles sur une bande passante allant en général du continu à environ 10 kHz[VAGP07]. Il faut cependant que le champ magnétique extérieur soit supérieur au champ de saturation du matériau utilisé. Les dimensions classiques sont de l'ordre de quelques millimètres[JS04].

### 1.4.3 Les GMR

Les magnétorésistances géantes (*giant magneto-resistances*, GMR) ont été découvertes à la fin des années 1980, simultanément par les deux récents prix Nobel Fert[BBF<sup>+</sup>88] à l'Université Paris-Sud et Grünberg[BGSZ89]. Le domaine physique utilisé est l'électronique de spin, et plus particulièrement le fait que les électrons d'un spin donné, qui peut être *up* ou *down*, ne se déplacent pas à la même vitesse

selon l'orientation de l'aimantation du matériau traversé. La conductivité mesurée d'un matériau est directement reliée à la vitesse des électrons le traversant par la relation

$$\sigma = n q \mu_n$$

où  $n$  est la densité des électrons,  $q$  la charge élémentaire et  $\mu_n$  la mobilité, égale au rapport de la vitesse des électrons par le champ électrique qui crée leur mouvement.

Typiquement, une GMR est composée de plusieurs couches, deux couches ferromagnétiques séparées par une couche de matériau conducteur. L'orientation de l'une des deux couches ferromagnétiques, la « couche dure », est forcée. L'autre couche, la « couche douce », a son aimantation variable : lorsqu'un champ magnétique externe est présent, elle s'aligne à ce champ ; sinon, elle s'aligne parallèlement à l'aimantation de la couche dure, par couplage ferromagnétique indirect, à travers la couche conductrice. La mesure de résistance est effectuée par passage d'un courant à travers l'ensemble des couches. Le courant peut alors être décomposé en deux courants élémentaires[HMS], celui des électrons de spin *up* et celui des électrons de spin *down*. Comme indiqué sur la figure 1.10, lorsque les deux aimantations sont parallèles, le courant *up* voit deux résistances  $r$  faibles et le courant *down* deux résistances  $R$  fortes. La résistance totale est, si  $r \ll R$ ,

$$R_p = 2 \frac{Rr}{R+r} \approx 2r$$

Au contraire, si les deux aimantations sont opposées ou antiparallèles, chaque courant traverse successivement une résistance  $r$  et une résistance  $R$ . Il vient alors

$$R_o = \frac{R+r}{2} \approx \frac{R}{2}$$

La résistance de la GMR varie ainsi entre ces deux valeurs extrêmes, en fonction du champ magnétique externe au capteur[Vac07].

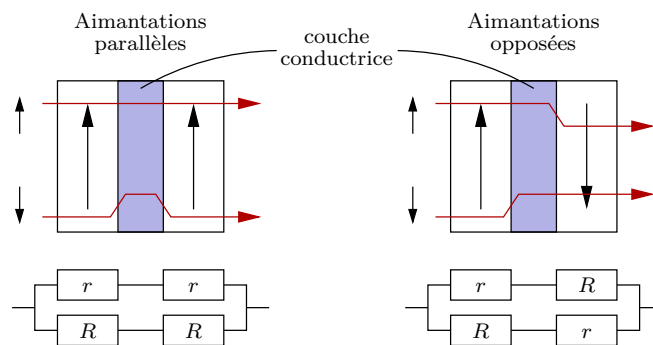


FIG. 1.10 – Principe de fonctionnement des GMR

Même si les GMR sont avant tout connues en tant que tête de lecture dans tous les disques durs actuels[DTN<sup>+</sup>05], elles sont aussi utilisées dans le domaine du CND. Les premières GMR offraient des résultats inférieurs à ceux des GMI, mais la recherche sur ce type de capteur est très active depuis vingt ans. Pour une dimension active de quelques dizaines de micromètres, un champ magnétique faible peut être mesuré[YCH<sup>+</sup>05]. Son amplitude doit être inférieure à une valeur maximale pour laquelle les aimantations des deux couches ferromagnétiques seront opposées.

On peut enfin signaler l'existence d'autres types de magnétorésistances, comme les magnétorésistances anisotropes (*anisotropic magneto-resistances*, AMR)[MVR08] ou les magnétorésistances à effet tunnel (*tunnel magneto-resistances*, TMR)[YNF<sup>+</sup>04]. Toutes ces magnétorésistances sont en général utilisées pour détecter un champ magnétique de fréquence inférieure au kHz.

#### 1.4.4 Les fluxgates

Un dernier type de capteur de champ magnétique, d'une technologie assez récente, est représenté par les capteurs fluxgates. Il s'agit de capteurs formés autour d'un noyau magnétique, pouvant avoir des formes relativement diverses[Rip03]. La figure 1.11 montre trois exemples de géométries possibles. Le matériau du noyau doit avoir une courbe d'aimantation  $B = f(H)$  (cf. figure 1.9) comportant une forte saturation de l'induction lorsque le champ magnétique est élevé. Le permalloy est par exemple un matériau très utilisé dans ce type d'application.

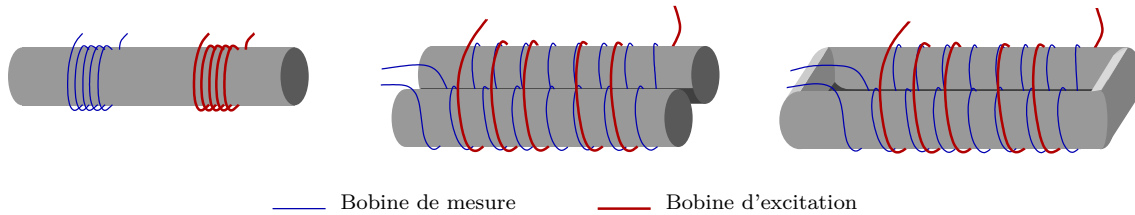


FIG. 1.11 – Exemples de géométries de fluxgates

Un enroulement excitateur entourant au plus proche le noyau est parcouru par un courant alternatif non nécessairement sinusoïdal, créant un champ magnétique alternatif dans le noyau, localement parallèle à l'axe de l'enroulement. L'induction correspondante subit une saturation, symétrique par rapport à zéro. Un autre enroulement est disposé autour du noyau, son axe étant rectiligne. Il n'est pas alimenté, et la force électromotrice créée à ses bornes est, selon la loi de Lenz, proportionnelle à la dérivée du flux de l'induction magnétique dans la ou les parties du noyau entourées. Lorsqu'un champ magnétique extérieur s'ajoute au champ d'excitation à l'endroit où est bobiné l'enroulement de réception, la saturation de l'aimantation n'est plus symétrique et la tension est déformée. Cette déformation est en général visible dans l'amplitude des harmoniques paires de la tension[Rip03]. Selon la fonction d'onde de l'excitation, il peut aussi s'agir des harmoniques impaires[PHMN<sup>+</sup>96].

Les fluxgates ont une grande sensibilité, en particulier pour les champs magnétiques continus. Ils sont ainsi très employés dans les boussoles, car ils sont capables de détecter le champ magnétique terrestre. Dans les applications CND, leur mise en œuvre demande une miniaturisation importante, ce qui leur confère une réputation de technologie relativement coûteuse.

### 1.5 Les principaux avantages et inconvénients des microbobines

#### – l'induction

Les bobines sont les seuls éléments à pouvoir réaliser les deux fonctions d'émission et de réception. En effet, une bobine traversée par un courant crée un champ électromagnétique et réalise une fonction d'émission. Au contraire, une bobine non alimentée transforme le champ électromagnétique externe en tension à ses bornes, réalisant par conséquent la fonction de réception. L'un des intérêts de cette double possibilité est pour l'utilisation d'une matrice d'éléments. Il est alors envisageable de déplacer virtuellement l'émission et la réception à travers la trame de la sonde à l'aide d'un multiplexage temporel. Cela permet de gagner beaucoup de temps en supprimant les déplacements mécaniques.

#### – les basses fréquences

Le principal inconvénient des bobines en réception est la diminution de l'amplitude utile en basses fréquences. En effet, elles ne mesurent non pas le champ magnétique, mais sa dérivée temporelle : à amplitude du champ magnétique externe constante, l'amplitude du signal reçu est proportionnelle à la fréquence du champ. Dans les basses fréquences, l'amplitude du signal est faible et le rapport signal sur bruit diminue. Cela devient très pénalisant lorsque sont recherchés des défauts enfouis profondément dans le matériau, car il est alors nécessaire d'augmenter

l'épaisseur de peau, c'est-à-dire diminuer la fréquence.

– **la facilité de mise en œuvre**

La mise en œuvre de microbobines est très souvent plus aisée que celle d'autres capteurs de champ magnétique. En effet, la mesure de champ par l'intermédiaire d'une bobine consiste simplement à la mesure d'une tension en général supérieure au millivolt. Il n'y a pas de polarisation ni de compensation de flux à opérer ; la température n'influe que très peu sur la valeur de cette tension. Il n'est donc pas utile, au moins dans un premier temps, de mettre en place une instrumentation électronique complexe.





## Chapitre 2

# Mise en œuvre expérimentale

L'objet du travail exposé dans ce mémoire a pour but l'étude de la conception d'une sonde multiéléments à courants de Foucault et de sa mise en œuvre dans le cadre de la recherche de fissures submillimétriques débouchantes. Ce chapitre décrit la première partie du travail effectué. Il expose les diverses motivations pour l'utilisation des sondes multiéléments, puis décrit les deux technologies de bobines qui ont été choisies pour être utilisées expérimentalement. Il détaille ensuite les conditions d'expérimentation, le matériel employé et l'échantillon de test, cible comportant des fissures calibrées. Enfin, 5 stratégies d'émission-réception pour une sonde à trois microbobines sont proposées.

### 2.1 Pourquoi des sondes multiéléments ?

Le chapitre 1 explique pourquoi la technique CF présente de grands avantages à être appliquée au CND. En particulier, la rapidité de la prise de mesure et le fait que la mesure soit directement un signal électrique permet de limiter l'instrumentation au minimum et par suite de limiter les erreurs de mesure. Cela permet aussi de bénéficier des avancées modernes de l'électronique et de l'informatique en termes de traitements et de logiciels embarqués. Ainsi, il est possible de miniaturiser suffisamment les sondes et leur instrumentation tout en faisant des traitements relativement complexes sur les mesures avant l'affichage à l'utilisateur pour interprétation.

L'application visée par cette étude est la recherche de fissures submillimétriques débouchantes. Actuellement, une des techniques les plus utilisées est le ressuage, présenté à la sous-section 1.1.2.2. Cette technique présente un inconvénient majeur dans l'utilisation de liquides particulièrement polluants et de moins en moins tolérés par les normes environnementales récentes et à venir. Il est donc nécessaire de trouver une technique de remplacement pour cette application. Dans ce contexte, des systèmes d'imagerie par CF ont été récemment développés, parmi lesquels les sondes multiéléments tiennent une place importante. Ces systèmes ont pour avantage d'améliorer sur trois points les performances de la méthode de CND par CF.

#### 2.1.1 Augmenter la rapidité

Avec une sonde classique disposant d'un seul élément, et plus particulièrement dans le cadre de l'inspection des surfaces planes, le mécanisme d'émission-réception utilisé la plupart du temps entraîne nécessairement la conception d'une sonde de type « stylo » [UMS02]. Améliorer la résolution signifie typiquement augmenter la durée d'inspection, qui peut devenir relativement longue. L'utilisation de sondes multiéléments peut pallier ce problème. En effet, une matrice d'éléments sensibles permet d'effectuer un nombre multiple de mesures simultanément, sans mouvement de la sonde. Une telle

matrice permet donc d'économiser autant de déplacements, en remplaçant le balayage mécanique par un balayage électronique, ce qui peut représenter un gain de temps non négligeable.

### 2.1.2 Réduire l'influence des paramètres perturbateurs

En outre, la prise de mesures différentielles permet en général de s'affranchir d'un grand nombre de perturbations extérieures. En effet, si un paramètre perturbateur (décollement, variation lente de perméabilité magnétique, variation lente d'épaisseur...) intervient de façon uniforme dans une zone contenant plusieurs éléments sensibles, il les affecte tous identiquement. En retranchant les mesures les unes aux autres, il est alors possible de réduire fortement l'influence de ces paramètres. L'utilisation de stratégies complexes d'émission-réception doit ainsi permettre d'augmenter globalement la sensibilité aux paramètres d'influence, notamment grâce à la prise de mesures différentielles.

La mesure différentielle a cependant quelques défauts, comme la mauvaise détection des variations lentes. Selon le cahier des charges, il peut être alors utile de combiner les mesures absolues et différentielles.

### 2.1.3 Acquérir davantage d'informations

Enfin, il est important de noter qu'une sonde à plusieurs éléments en ligne peut avoir une direction de détection privilégiée, notamment à cause de la direction des courants induits. Par exemple, la figure 2.1 montre deux défauts, perpendiculaire et parallèle aux lignes des courants induits. Le défaut parallèle a beaucoup moins d'influence sur ces lignes et, par conséquent, est *a priori* beaucoup plus difficile à détecter. L'intérêt d'une matrice multiéléments est alors de pouvoir effectuer des mesures avec des courants induits successivement dans plusieurs sens. Il est ensuite possible de combiner les différentes mesures, afin d'aboutir à des informations plus complètes permettant de détecter les défauts indépendamment de leur orientation dans le plan d'inspection.

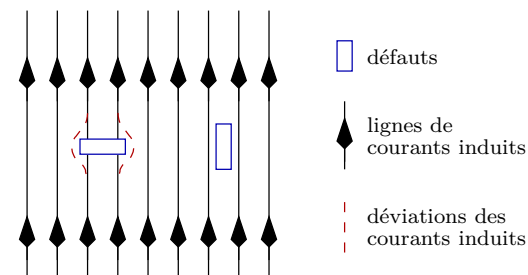


FIG. 2.1 – Déviation des lignes de courants de Foucault en fonction de l'orientation du défaut

## 2.2 Les deux technologies de microbobines

Cette expérimentation a été effectuée avec des microbobines carrées de deux technologies différentes :

- **des microbobines sur circuit imprimé** multicouches et de largeur égale à 2,6 mm, comportant des pistes larges sur un faible nombre de spires par couche ;
- **des bobines micromoulées** de largeur égale à 1 mm, aux pistes beaucoup plus fines sur un grand nombre de spires pour une couche unique.

Ces deux technologies ont été choisies pour leur complémentarité et leur représentativité des alternatives actuelles : si la première est intéressante car largement éprouvée et de faible coût, la deuxième

représente une technologie en cours de développement, à la fois plus chère et aux perspectives de performances renouvelées.

### 2.2.1 Les microbobines sur circuit imprimé

Les premières microbobines utilisées sont de type circuit imprimé (CI) huit couches, fabriquées industriellement par la société Linea Connect. Elles représentent les meilleures caractéristiques couramment obtenues pour cette technologie standard. Le matériel utilisé est une ligne de huit microbobines indépendantes, visibles sur la figure 2.2.

#### 2.2.1.1 Caractérisation géométrique

Chaque microbobine est constituée en fait de huit bobines plates superposées, reliées en série, réparties sur une épaisseur totale de 1,25 mm. Chaque couche a un côté de longueur  $c = 2,6$  mm, des pistes de largeur  $\ell_p = 100$   $\mu\text{m}$  et d'épaisseur  $e_p = 25$   $\mu\text{m}$ , et comporte  $n = 5$  spires distribuées sur toute sa surface avec un espacement de  $e = 100$   $\mu\text{m}$ . La figure 2.3 montre une vue schématique d'une microbobine obtenu par le logiciel de conception Orcad ainsi qu'une vue de coupe. Les connexions sont effectuées par deux plots ronds de 1 mm de diamètre.

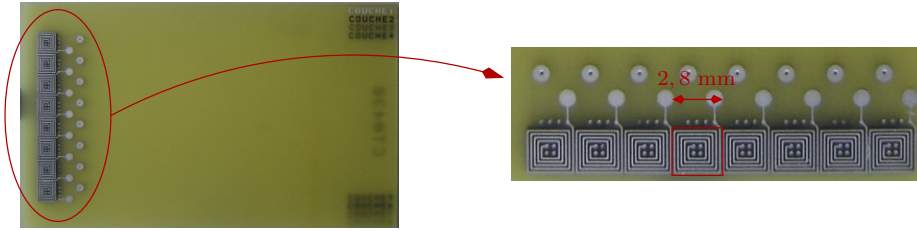


FIG. 2.2 – Barrette de 8 microbobines CI

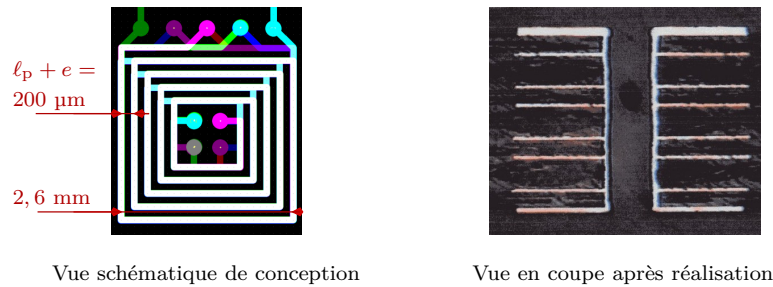


FIG. 2.3 – Vues d'une microbobine CI

Il est intéressant pour la suite de la caractérisation de calculer aussi les deux grandeurs géométriques que sont la longueur développée de piste et la surface totale effective. La longueur développée ou longueur totale de piste peut être calculée par la formule

$$\ell = 8 \sum_{i=0}^{n-1} 4 (c - 2 (e + \ell_p) i) \quad (2.1)$$

(dans laquelle le 8 correspond aux 8 couches). La surface totale effective, qui est la surface équivalente de l'ensemble des spires, s'écrit

$$S_{\text{totale}} = 8 \sum_{i=0}^{n-1} (c - 2 (e + \ell_p) i)^2 \quad (2.2)$$

Pour cette géométrie,  $\ell$  vaut 288 mm et  $S_{\text{totale}}$  vaut 142 mm<sup>2</sup>.

### 2.2.1.2 Caractérisation électrique

Cette géométrie confère à ces bobines une impédance fortement inductive. Le diagramme de Bode de l'impédance mesurée d'une microbobine CI avec la connectique de l'expérimentation (décrite ci-après à la sous-section 2.3.1) est présenté à la figure 2.4. Il montre en effet un déphasage compris entre 70 et 90 ° entre 500 kHz et 12 MHz. Cette figure présente aussi l'évolution mesurée de la résistance  $R$  en fonction de la fréquence  $f$ , ainsi que la partie imaginaire  $X$  et l'inductance  $L$  telle que

$$X = L\omega = 2\pi f L$$

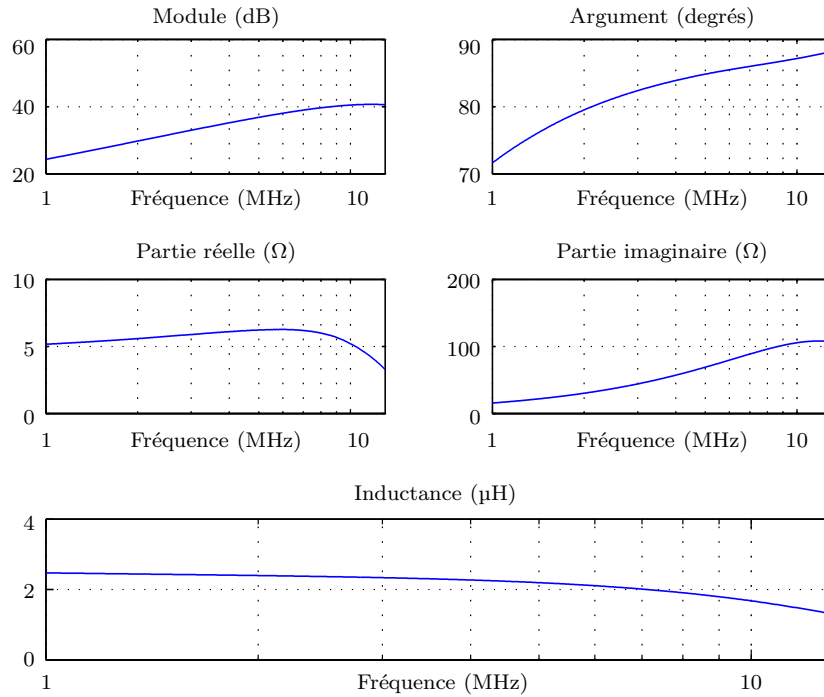


FIG. 2.4 – Impédance d'une microbobine CI

**Modèle théorique** Un modèle macroscopique théorique largement admis d'une microbobine est présenté à la figure 2.5.  $L$  est l'inductance de la bobine,  $R$  la résistance des pistes et  $C$  représente l'ensemble des capacités parasites, comprenant en particulier les capacités inter-spires. La résistance vaut expérimentalement environ 5 Ω et l'inductance  $L$  est comprise expérimentalement entre 2,5 μH et 1,5 μH. Une approximation<sup>1</sup> de la valeur de  $C$  peut être calculée grâce à l'expression de la capacité entre deux conducteurs de surface  $S$ , séparés par la distance  $e$  :

$$C = \epsilon_0 \frac{S}{e} = \epsilon_0 \frac{\ell e_p}{e} \quad (2.3)$$

Ici, il vient

$$C = 637 \text{ fF}$$

<sup>1</sup>Les valeurs de  $R$  et  $L$  à prendre en compte sont celles mesurées en basse fréquence. Leur valeur est par conséquent peu influencée par la connectique. La valeur de  $C$  ne peut pas être obtenue en basse fréquence, il est nécessaire de la calculer de façon approchée. L'influence de la connectique sur cette valeur est par ailleurs bien plus importante.

Le modèle est un dipôle RLC dont l'impédance s'écrit

$$Z = \frac{R + jL\omega}{1 + jRC\omega - LC\omega^2}$$

ou, sous forme normalisée,

$$Z = R \frac{1 + j \frac{Q\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{Q\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad \text{avec} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{et} \quad Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \approx 350$$

En supposant le facteur de qualité  $Q$  grand, le calcul de la fréquence de résonance  $f_r$  la donne proche de la fréquence propre  $f_0$  du dipôle. Il vient

$$f_r \approx f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 353 \text{ MHz} \quad (2.4)$$

Cette valeur, très supérieure aux fréquences utilisées pour ces travaux, justifie que le phénomène de résonance ne soit pas visible dans les graphes de la figure 2.4.

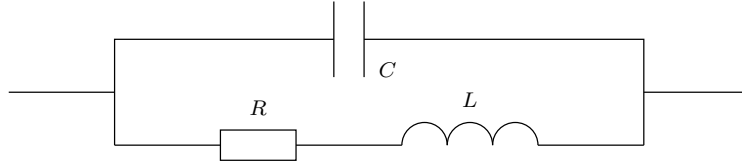


FIG. 2.5 – Modèle théorique d'une microbobine

Le calcul de  $C$  et  $f_r$  est effectué pour la bobine seule, c'est-à-dire sans prendre en compte la connectique associée qui est utilisée pour l'obtention du diagramme de Bode de l'impédance. L'influence de cette connectique est forte, comme le prouve la diminution des valeurs de l'inductance et de la résistance mesurées lorsque la fréquence est supérieure à 8 MHz. Ce phénomène, qui n'est pas dû à la capacité parasite des microbobines mais à l'ensemble des connexions et des câbles, entraîne une limitation dans la plage des fréquences utilisables.

### 2.2.1.3 Caractérisation de l'élément sensible

En tant qu'élément de sonde, les caractéristiques géométriques et électriques ne suffisent pas à qualifier complètement le comportement physique. Un élément peut être soit récepteur soit émetteur. Dans le premier cas, il est utile de déterminer sa sensibilité et son bruit. Dans le second cas, le calcul du pouvoir d'émission est nécessaire.

La sensibilité d'un capteur est le rapport des variations respectives de la grandeur de sortie du capteur et du mesurande. Dans le cas d'une bobine utilisée comme capteur magnétique, un champ magnétique est transformé en tension. La sensibilité s'écrit, d'après la loi 1.7 de Lenz-Faraday, à la fréquence  $f$

$$S = \left| \frac{dV}{dB} \right| = 2\pi f S_{\text{totale}} \quad (2.5)$$

où  $S_{\text{totale}}$  est la surface totale de l'ensemble des spires de la bobine. Pour les microbobines CI, la sensibilité à  $f = 1 \text{ MHz}$  vaut

$$S = 0,89 \text{ V} \cdot \text{mT}^{-1}$$

Le bruit d'une bobine lorsqu'elle n'est pas parcourue par un courant est uniquement un bruit d'agitation thermique. Cette tension efficace s'écrit, à la température  $T$  et sur une plage de fréquences de mesure  $\Delta f$

$$v_b = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad (2.6)$$

où  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}$  est la constante de Boltzmann. La bande passante  $\Delta f$  à prendre en compte est celle sur laquelle est faite la mesure : il s'agit en général de l'intersection de la bande passante de l'éventuel dernier filtre de l'instrumentation et de celle de l'appareil de mesure. Sans *a priori* sur l'instrumentation, il est raisonnable de poser au maximum  $\Delta f = 10 \text{ MHz}^2$ , ce qui donne à  $T = 298 \text{ K}$

$$v_b = 0,91 \text{ } \mu\text{V}$$

Il est possible de rapporter cette grandeur au mesurande. Il suffit pour cela de la diviser par la sensibilité, obtenant alors la valeur efficace de bruit magnétique équivalent, qui vaut ici

$$B_b = 1,01 \text{ nT}$$

Le pouvoir d'émission, dans le cas d'un élément émetteur, est le rapport entre le champ émis et le courant nécessaire à son émission. Son expression s'obtient à l'aide de celle du flux magnétique  $\Phi$  produit par un élément d'inductance  $L$  traversé par un courant  $I$ , qui s'écrit avec  $B$  supposé uniforme sur l'ensemble de la surface effective de la bobine

$$\Phi = L I = B S_{\text{totale}}$$

ce qui donne

$$P_e = \frac{B}{I} = \frac{L}{S_{\text{totale}}} \quad (2.7)$$

Ainsi apparaît la notion de densité surfacique d'inductance. Cela signifie que plus l'inductance d'une bobine est « concentrée », plus son pouvoir d'émission est grand. Ici, avec les valeurs données précédemment,

$$P_e = 14 \text{ mT}\cdot\text{A}^{-1}$$

## 2.2.2 Les microbobines micromoulées

La seconde technologie de microbobines est issue des techniques de réalisation de microsystèmes, plus complexes que les techniques de CI. Il s'agit de microbobines réalisées par micromoulage de cuivre sur un substrat de silicium. Ces microbobines ont été développées par l'Institut d'Électronique Fondamentale (IEF, Orsay), laboratoire de l'Université Paris-Sud, avec lequel depuis plusieurs années une collaboration est en cours[RWJ<sup>+</sup>07].

Le substrat sur lequel sont gravées les microbobines peut être de deux types, en silicium (support rigide, 280  $\mu\text{m}$  d'épaisseur) ou en kapton (support souple, 50  $\mu\text{m}$  d'épaisseur). Seul le premier type de substrat est utilisé dans ces travaux, mais il est utile de noter que le second donnera la possibilité dans un futur proche d'améliorer les performances des microbobines pour le CND : le décollement sera plus faible et ce substrat souple permettra de se conformer à des géométries de pièces non planes[CD07].

### 2.2.2.1 Procédé de fabrication

Le procédé de fabrication de ces microbobines se découpe en 6 grandes étapes[Woy05, WGDG<sup>+</sup>06]. La figure 2.6 montre schématiquement ces étapes.

1. La première étape est une étape de métallisation. Après nettoyage de la surface du substrat à l'aide de solvants, une sous-couche métallique de cuivre, d'une épaisseur de 100 nm, est déposée par évaporation sous vide. Cela consiste à bombarder un fil de cuivre avec un faisceau d'électrons énergétiques, ce qui entraîne l'arrachage des atomes de cuivre. Ils viennent alors se déposer sur le substrat situé en face du dispositif. Cette sous-couche sert uniquement à rendre possible le dépôt électrolytique de l'étape 5.

<sup>2</sup>Cette plage de fréquence est fortement surestimée, car le signal est « filtré » par une détection synchrone (cf. la sous-section 2.2.3 pour davantage d'informations).

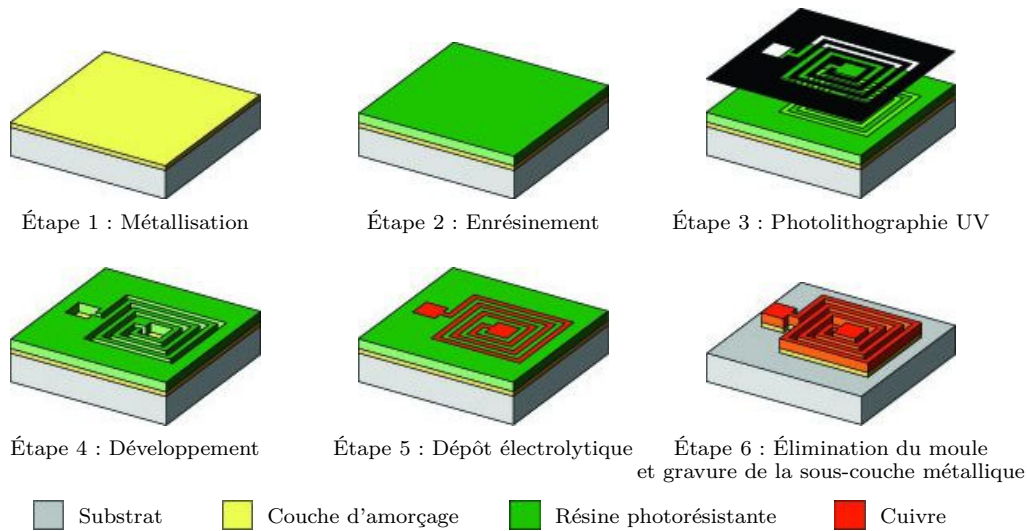
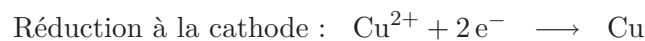


FIG. 2.6 – Procédé de fabrication des bobines micromoulées

- La deuxième étape est une enduction de résine, à l'aide d'une tournette atmosphérique. Cet enrésinement est suivi d'un recuit thermique. L'épaisseur de résine après enduction et recuit est de 18,5  $\mu\text{m}$ . Cette étape et les deux suivantes font partie de la technique de lithographie UV.
- La troisième étape, l'insolation, consiste à éclairer l'échantillon pendant une durée déterminée, avec une lumière monochromatique. L'insolation est réalisée à travers un masque sur lequel sont inscrites les pistes en négatif. Ainsi seule la résine située à l'endroit des pistes subit l'attaque de la lumière.
- Pour terminer la lithographie UV, un développement est opéré, pendant lequel la résine insolée est dissoute par un bain dans un liquide développeur. Les échantillons sont ensuite rincés et séchés sous flux d'azote.
- Le dépôt électrolytique de cuivre est l'étape la plus importante et la plus critique. L'opération est effectuée en mode galvanostatique : un courant d'intensité constante traverse une solution électrolytique très acide, de pH inférieur à 1, par l'intermédiaire d'une anode et d'une cathode respectivement constituées d'une plaque de cuivre et de l'échantillon. Une réaction d'oxydation a lieu à l'anode, libérant un ion  $\text{Cu}^{2+}$  qui réagira ensuite dans une réduction au niveau de la cathode, selon les réactions suivantes :



ce qui entraîne le dépôt d'un atome de cuivre sur la pièce. La réduction ne pouvant avoir lieu que sur une surface conductrice (dont des électrons sont arrachés), seule la partie de la pièce non protégée par la résine réagit : les pistes se dessinent ainsi lors de cette réaction. Toute la difficulté de cette étape réside dans la nécessaire constance de dépôt en termes de section tout au long de la piste.

- Enfin, la gravure de la sous-couche métallique est la dernière étape du procédé. Assez délicate elle aussi, elle est essentielle puisqu'elle sert à isoler les spires des microbobines. Après avoir dissout le moule en résine par immersion dans l'acétone, puis rincé l'échantillon à l'éthanol, il faut supprimer les zones de la sous-couche anciennement protégées. Pour ce faire, l'échantillon est plongé dans un bain acide commercial qui grave le cuivre restant de façon uniforme en commençant par les bords : au bout de quelques minutes la sous-couche de 100 nm d'épaisseur a disparu sans que les pistes ne soient encore trop déformées.



### 2.2.2.2 Caractérisation géométrique

Les bobines micromoulées sont des microbobines carrées, dont la largeur  $c$  d'un côté vaut 1 mm et qui comportent  $n = 40$  spires. La largeur et l'espacement des pistes valent cette fois  $\ell_p = e = 5 \mu\text{m}$ , tandis que l'épaisseur des pistes de cuivre a été fixée à  $e_p = 20 \mu\text{m}$ . La figure 2.7 montre une photographie traditionnelle (appareil photo numérique monté sur une loupe binoculaire) d'une des barrettes de quatre microbobines utilisées. La figure 2.8 montre une photographie provenant d'un microscope électronique à balayage d'une de ces microbobines. Les plots de connexion sont des carrés de  $100 \mu\text{m}$  de côté.

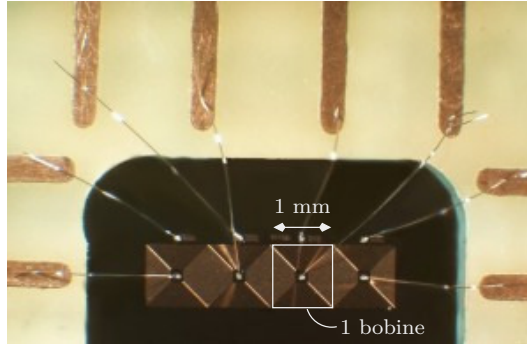


FIG. 2.7 – Barrette de quatre bobines micromoulées

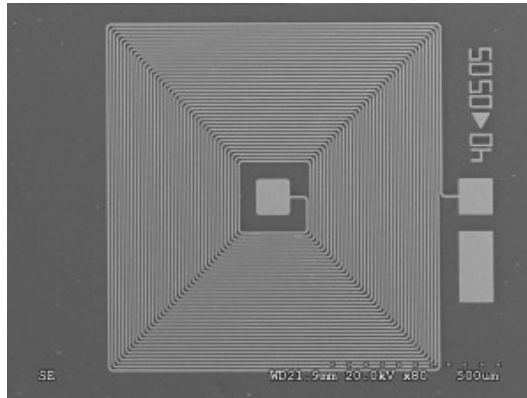


FIG. 2.8 – Photographie au microscope à balayage électronique d'une bobine micromoulée

Les formules 2.1 et 2.2 appliquées ici donnent  $\ell = 98 \text{ mm}$  et  $S_{\text{totale}} = 17 \text{ mm}^2$ .

### 2.2.2.3 Caractérisation électrique

Contrairement à la technologie CI, le micromoulage permet d'obtenir des pistes très fines. Cela a pour effet d'augmenter l'inductance grâce à l'augmentation possible du nombre de spires, les deux étant fortement liés[Bry55, Ter43]. Afin d'obtenir la plus grande inductance possible, le nombre de spires est maximisé par le remplissage complet de la surface disponible.

Ceci a pour conséquence d'augmenter fortement la résistance. En effet, pour un conducteur ohmique classique, la résistance s'écrit

$$R = \frac{\rho \ell}{s}$$

où  $\rho$  est la résistivité du conducteur,  $\ell$  sa longueur développée et  $s$  sa section. Pour un encombrement donné, plus la bobine comportera de spires, plus la longueur développée de conducteur sera importante

et, surtout, plus la section sera faible : ces deux paramètres tendent à augmenter la résistance. Le défaut de ces bobines est donc d'avoir une forte résistance, ce qui est relativement perturbateur pour nos mesures : augmentation du bruit thermique à la réception, augmentation des dissipations thermiques par effet Joule à l'émission...

Le diagramme de Bode de l'impédance présenté à la figure 2.9 confirme le fait qu'à une fréquence inférieure à 5,5 MHz, la partie résistive (réelle) de l'impédance est plus grande que la partie inductive (imaginaire), et la phase est inférieure à  $45^\circ$ .

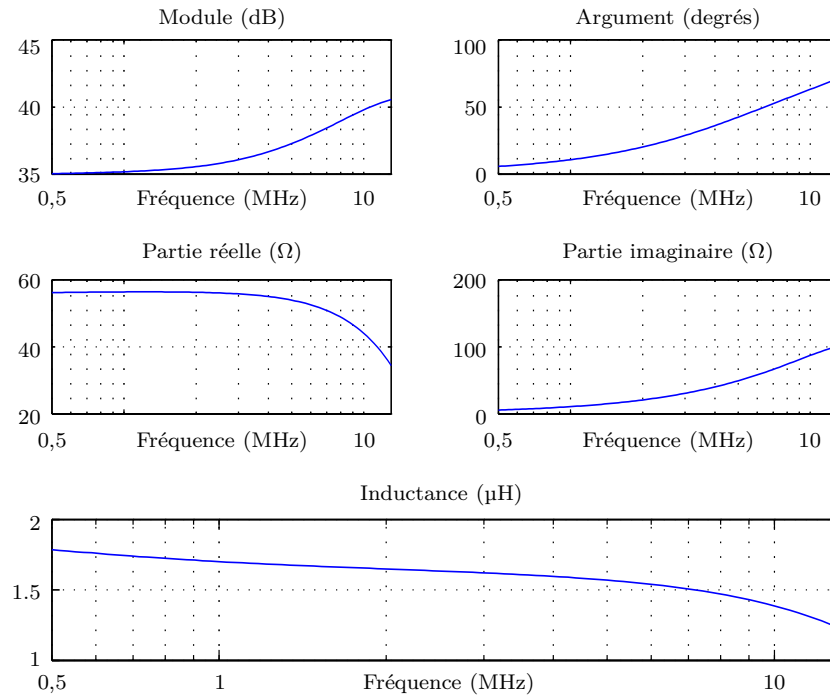


FIG. 2.9 – Impédance d'une bobine micromoulée

Les graphes représentant la résistance  $R$  et l'inductance  $L$  ont globalement la même allure que pour les microbobines CI, comme l'indique la figure 2.4).  $R$  est ici beaucoup plus élevée et vaut environ 55  $\Omega$ , tandis que la valeur de l'inductance  $L$  est assez proche à 1,7  $\mu$ H. Ceci est possible grâce au grand nombre de spires, augmentant la surface effective totale. Les équations 2.3 et 2.4 ont ici pour résultat

$$C = 3,45 \text{ pF} \quad \text{et} \quad f_r = 165 \text{ MHz}$$

La valeur de  $C$  est cependant largement sous-estimée, car la capacité interspires considérée pour les microbobines CI (cf. sous-section 2.2.1.2) est maintenant en parallèle d'une capacité bobine - substrat. Cette capacité est de l'ordre de quelques centaines de pF[Woy05] et s'ajoute à  $C$ . Il vient alors que la fréquence de résonance  $f_r$  est plus proche de quelques dizaines de MHz.

Le phénomène capacitif dû à l'instrumentation et à la connectique associées est observé de la même façon qu'il l'avait été dans le cas des microbobines CI.

#### 2.2.2.4 Caractérisation de l'élément sensible

De même que pour les microbobines CI, il est possible d'utiliser les définitions 2.5 à 2.7 pour déterminer les caractéristiques de l'élément de mesure. Il vient dans les mêmes conditions

$$\begin{aligned} S &= 0,11 \text{ V}\cdot\text{mT}^{-1} \\ v_b &= 3,0 \text{ }\mu\text{V} \\ B_b &= 28 \text{ nT} \\ P_e &= 118 \text{ mT}\cdot\text{A}^{-1} \end{aligned}$$

#### 2.2.2.5 Intégration

La soudure à l'étain étant impossible sur les plots de 100  $\mu\text{m}$  de côté, le substrat de silicium a été collé, après un clivage au plus près des bobines, sur un support constitué d'un circuit imprimé intermédiaire où ont été gravées des pistes en cuivre d'une largeur de 0,8 mm de large pour 5 mm de long. Les connexions ont alors été réalisées par microsoudage par ultrasons d'un fil d'aluminium de 25  $\mu\text{m}$  de diamètre.

### 2.2.3 Comparaison des deux technologies

Les valeurs des caractéristiques géométriques, électroniques et de l'élément sensible sont résumées pour les deux technologies utilisées dans le tableau 2.1. La miniaturisation des microbobines micro-moulées est défavorable sur deux points : la sensibilité est 8 fois plus faible et le bruit est 28 fois plus grand. Cependant, ces inconvénients sont limités par le fait que le niveau de bruit est très faible dans les deux cas, inférieur au bruit apporté en général par l'instrumentation, donc peu perturbateur. De plus, le calcul de bruit thermique est réalisé sur une plage étendue de fréquences et par conséquent très fortement surestimé : en pratique pour cette étude, une détection synchrone décrite à la sous-section 2.3.1 réduit la plage  $\Delta f$  à quelques dizaines de hertz.

En outre, la résolution est *a priori* nettement améliorée par les bobines micromoulées : en effet, elle est grossièrement proportionnelle à la surface d'encombrement, qui est 8 fois plus faible pour cette technologie. Le pouvoir d'émission est lui inversement proportionnel à la surface effective totale, ce qui signifie qu'une bobine CI émettra un champ plus faible à courant égal. Cependant, grâce à une épaisseur de piste plus grande, un courant plus important peut physiquement circuler dans les microbobines CI. En pratique, à des niveaux de tension et des fréquences comparables, le courant est environ deux fois plus important dans les microbobines CI.

## 2.3 Le matériel utilisé

L'ensemble du matériel utilisé dans cette expérimentation est pris en photographie dans la figure 2.10. Il est composé de

- **un impédancemètre** qui mesure l'impédance de la sonde ;
- **un bras robotisé** qui effectue les mouvements de la sonde ;
- **un contrôleur** qui gère les deux autres appareils ;
- **la sonde** composée des microbobines et de la connectique associée ;
- **un échantillon de test**, présenté à la section suivante.

		Microbobines CI	Bobines micromoulées
Caractéristiques géométriques	Longueur de côté $c$	2,6 mm	1 mm
	Nombre de spires $n$	5	40
	Espacement interpiste $e$	100 $\mu\text{m}$	5 $\mu\text{m}$
	Largeur de piste $\ell_p$	100 $\mu\text{m}$	5 $\mu\text{m}$
	Épaisseur de piste $e_p$	25 $\mu\text{m}$	5 $\mu\text{m}$
	Longueur développée $\ell$	288 mm	98 mm
	Surface d'encombrement	7,8 mm <sup>2</sup>	1 mm <sup>2</sup>
	Surface effective totale $S_{\text{totale}}$	142 mm <sup>2</sup>	17 mm <sup>2</sup>
Caractéristiques électriques	Résistance moyenne mesurée $R$	5 $\Omega$	55 $\Omega$
	Inductance moyenne mesurée $L$	2 $\mu\text{H}$	1,7 $\mu\text{H}$
	Capacité estimée $C$	0,64 pF	3,45 pF
	Fréquence de résonance estimée $f_r$	353 MHz	165 MHz
Caractéristiques sensibles	Sensibilité $S$ (pour $f = 1$ MHz)	0,89 V·mT <sup>-1</sup>	0,11 V·mT <sup>-1</sup>
	Tension de bruit $v_b$ ( $\Delta f = 10$ MHz)	0,91 $\mu\text{V}$	3,0 $\mu\text{V}$
	Champ équivalent de bruit $B_b$	1,0 nT	28 nT
	Pouvoir d'émission $P_e$	14 mT·A <sup>-1</sup>	118 mT·A <sup>-1</sup>

TAB. 2.1 – Tableau comparatif des caractéristiques pour les deux technologies de microbobines

### 2.3.1 L'impédancemètre

La sous-section 1.3.1.2 explique que les mesures faites pour le CND par CF sont des mesures d'impédance pour une sonde à fonction double, ou de transimpédance pour une sonde à fonctions séparées. Ces mesures sont faites ici grâce à un impédancemètre Hewlett Packard HP4192-A, ayant une bande passante de 5 Hz à 13 MHz. Les fréquences utilisées sont en pratique comprises entre 500 kHz et 12 MHz. Ce sont des mesures « 4 voies », parmi lesquelles deux voies servent à l'établissement d'un courant d'émission et les deux autres voies à la mesure d'une tension de réception. La mesure CF est le rapport complexe, prenant en compte rapport d'amplitudes et déphasage, de ces deux grandeurs. La figure 2.11 montre une photographie du montage et de l'impédancemètre.

Le câblage est assuré par quatre câbles coaxiaux de diamètre 1,2 mm. L'âme de chaque câble est utilisée pour une des deux bornes de chaque microbobine, ce qui permet de réaliser un blindage total entre l'impédancemètre et les microbobines, en déportant au plus près d'elles les quatre points de mesure. Pour que cela fonctionne, il faut que les gaines soient toutes reliées côté sonde : un plan de masse est réalisé sur un deuxième circuit imprimé contenant de plus les connecteurs des câbles coaxiaux. Ainsi le montage est isolé des perturbations électromagnétiques externes sur l'espace allant physiquement de l'impédancemètre au plan de masse, et seules les perturbations existant entre le plan de masse et les microbobines interviennent. Un schéma de la mesure effectuée, dans le cas d'une sonde à fonctions séparées, est présenté à la figure 2.12<sup>3</sup>.

L'impédancemètre réalise une détection synchrone du signal de mesure. Il s'agit d'un système de filtrage dans lequel le signal de mesure  $s(t)$ , composé d'un signal utile et d'un bruit aléatoire

$$s(t) = A_{\text{mes}} \cos(2\pi f t + \varphi) + B(t)$$

<sup>3</sup>Le fait que le voltmètre et l'ampèremètre soient vectoriels permet de mesurer des amplitudes vectorielles, accédant ainsi à leur déphasage.

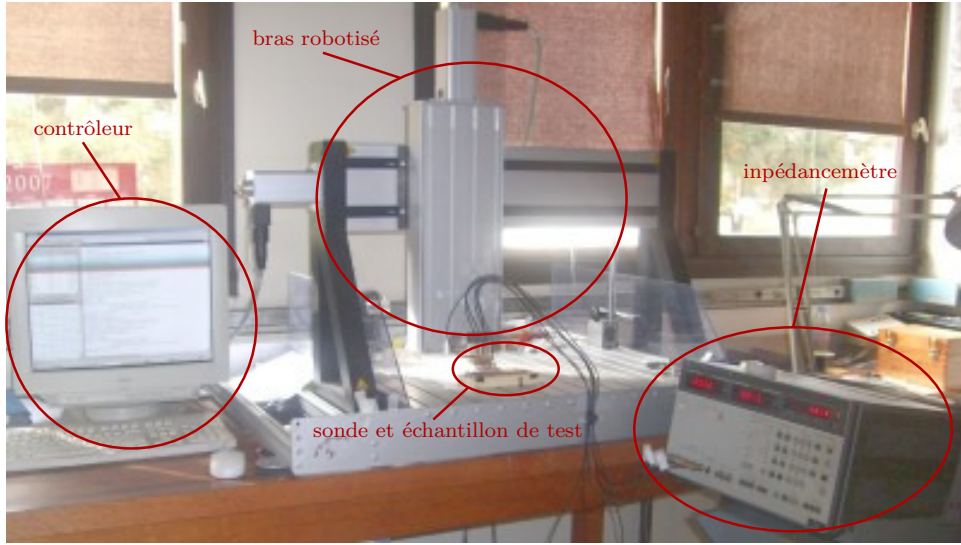


FIG. 2.10 – Expérimentation

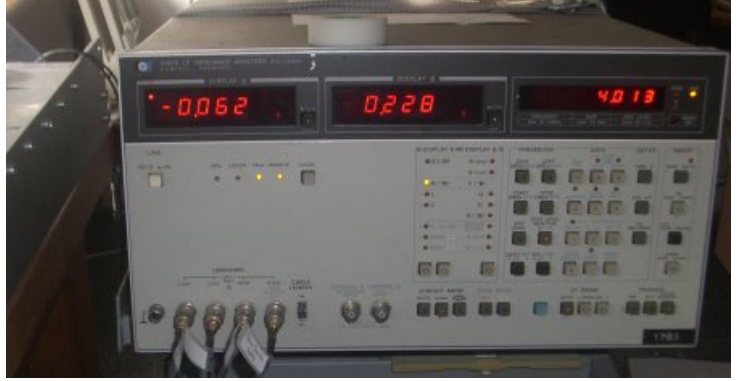
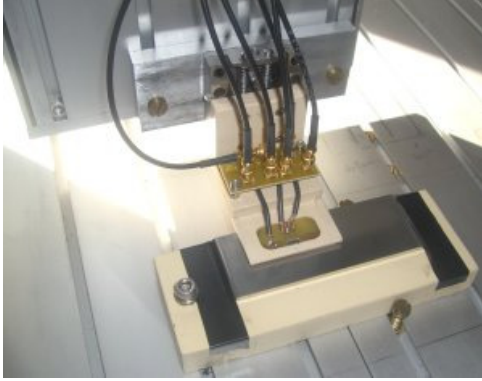


FIG. 2.11 – Montage et impédancemètre

est multiplié par le signal d'excitation, à la même fréquence  $f$

$$s_{\text{exc}}(t) = A_{\text{exc}} \cos(2\pi f t)$$

ainsi que par le signal en quadrature de même amplitude

$$s_{\text{q}}(t) = A_{\text{exc}} \sin(2\pi f t)$$

Le résultat de ses deux multiplications est

$$\begin{aligned} M(t) &= \frac{A_{\text{mes}} A_{\text{exc}}}{2} (\cos(4\pi f t + \varphi) + \cos(\varphi)) + B(t) A_{\text{exc}} \cos(2\pi f t) \\ M_{\text{q}}(t) &= \frac{A_{\text{mes}} A_{\text{exc}}}{2} (\sin(4\pi f t + \varphi) - \sin(\varphi)) + B(t) A_{\text{exc}} \cos(2\pi f t) \end{aligned}$$

$M$  et  $M_{\text{q}}$  sont alors filtrés à basse fréquence par un filtre de fréquence de coupure  $f_c$  très inférieure à  $f$ , ce qui élimine la partie sinusoïdale des premiers termes et une grande partie du spectre de  $B$ . Il est alors possible d'obtenir les valeurs de  $A_{\text{mes}}$  et  $\varphi$  par les expressions

$$\begin{aligned} A_{\text{mes}} &= 2 \frac{\sqrt{M^2 + M_{\text{q}}^2}}{A_{\text{exc}}} \\ \varphi &= -\arctan \frac{M}{M_{\text{q}}} \end{aligned}$$

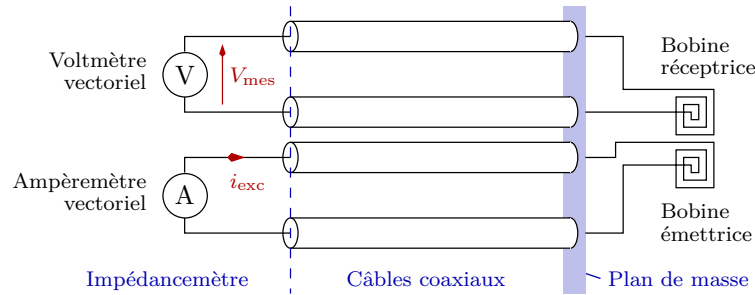


FIG. 2.12 – Schéma de câblage « 4 voies »

Ainsi, la seule influence du bruit est celle de son spectre près de  $f$ , plus précisément celle de la plage

$$[f - f_c, f + f_c]$$

Pour le bruit thermique considéré aux sous-sections 2.2.1.3 et 2.2.2.4, prendre en compte l'utilisation de la détection synchrone signifie

$$\Delta f = 2 f_c$$

Ici, la documentation de l'impédancemètre annonce une fréquence de coupure inférieure à 50 Hz, ce qui diminue de façon très significative les valeurs de tension de bruit calculées.

### 2.3.2 Le bras robotisé

Afin d'effectuer les mouvements de la sonde par rapport à la pièce, un bras robotisé 3 axes au bout duquel est fixée la sonde est utilisé. Il est commandé par une liaison série. Sur chaque axe, le mouvement est effectué à l'aide d'un moteur pas à pas, de façon discrétisée. Le pas de déplacement minimal est 1/80 mm soit 12,5  $\mu\text{m}$ .

### 2.3.3 Le contrôleur

L'ensemble de l'expérimentation est contrôlé par un ordinateur et plus particulièrement par l'intermédiaire du logiciel Matlab, aidé par une librairie pilote<sup>4</sup>. Pour ce faire, des scripts Matlab ont été écrits, afin de réaliser plusieurs fonctions :

- **interface avec l'impédancemètre**

Envoi des réglages (fréquence, tension d'excitation, mode de mesure), prise de mesure (ordre de prise de mesure, récupération de l'impédance complexe, courant d'excitation, tension de réception).

- **interface avec le bras robotisé**

Envoi d'ordre de déplacement absolu ou relatif, attente de retour d'état sans temporisation, mise à zéro des coordonnées. Optimisations fortes en termes de rapidité d'exécution et de gestion de la mémoire.

- **gestion des déplacements**

Gestion des zones à contrôler en fonction des positionnements et des dimensions des différents défauts. Gestion des pas de déplacement et de plusieurs modes de balayage. Optimisation du temps de déplacement.

<sup>4</sup>Les quatre fonctions décrites ci-après sont entièrement gérées par Matlab et ses méthodes natives, sans l'emploi d'un logiciel externe tel que Labview ni de *toolbox* particulière. La librairie de pilotage de l'interface *gpiB* a été installée au niveau du système.

– **gestion des données**

Formatage et enregistrement des mesures sous forme de matrices. Possibilité d’affichage simultanément avec la mesure.

Ces scripts, spécialement écrits pour ces travaux, constituent une nette avancée dans l’instrumentation utilisée précédemment dans les deux laboratoires de co-tutelle. En particulier, l’accent a été mis sur la lisibilité du code et l’ajout prolifique de commentaires permettant une réutilisation ultérieure la plus aisée possible. Tous scripts créés sont des fonctions autonomes attendant les ordres en argument et possédant des ordres par défaut. Tels quels, ils sont extrêmement versatiles et utilisables pour d’autres applications de déplacement de sonde avec acquisition simultanée.

## 2.4 L’échantillon de test

Afin de pouvoir comparer différentes mesures effectuées sous des conditions d’expérimentation différentes (sonde, fréquence...), il est nécessaire d’utiliser un jeu de défauts calibrés. Une pièce échantillon en alliage paramagnétique de nickel, ayant une perméabilité magnétique

$$\mu \approx \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1}$$

et une conductivité électrique  $\sigma = 0,76 \text{ MS} \cdot \text{m}^{-1}$ , a été fabriquée. Ce matériau a été choisi pour son importante utilisation dans le domaine aéronautique, grâce à sa résistance à la corrosion et aux conditions d’utilisation difficiles [Wikb, Key]. La gamme de fréquences utilisée dans la suite de l’étude a été fixée à [500 kHz, 12 MHz], fréquences pour lesquelles l’épaisseur de peau varie entre 160  $\mu\text{m}$  et 820  $\mu\text{m}$  comme indiqué dans le tableau 2.2.

Fréquence (MHz)	0,5	1	2	4	6	8	10	12
Épaisseur de peau ( $\mu\text{m}$ )	816	577	408	289	236	204	183	167

TAB. 2.2 – Variation de l’épaisseur de peau en fonction de la fréquence au sein de l’échantillon

Sur cette pièce échantillon ont été usinées des fissures rectangulaires par décharges électriques. Ces défauts, représentés sur la figure 2.13, sont débouchants et représentatifs des défauts recherchés sur les pièces aéronautiques telles que tubes et disques de turbines. Ils ont des dimensions précisément définies :

- **longueur** égale à 100  $\mu\text{m}$ , 200  $\mu\text{m}$ , 400  $\mu\text{m}$ , 600  $\mu\text{m}$  ou 800  $\mu\text{m}$  ;
- **profondeur** égale à 100  $\mu\text{m}$ , 200  $\mu\text{m}$  ou 400  $\mu\text{m}$  ;
- **largeur** égale à 100  $\mu\text{m}$  ;
- **orientation** parallèle à l’axe  $\vec{i}$  ou parallèle à l’axe  $\vec{j}$  du bras robotisé.

Ils sont au nombre de 30, soit 15 couples de défauts aux mêmes dimensions. Chaque couple de défauts contient un défaut de chaque orientation.

## 2.5 Les stratégies d’émission-réception

L’utilisation de microbobines est particulièrement utile si elles sont agencées dans des sondes multiéléments, en particulier grâce à leur possibilité de remplir indifféremment et alternativement la fonction d’émetteur ou de récepteur. Cependant, cette faculté entraîne un choix nécessaire : de très nombreuses stratégies sont possibles. Pour ces travaux, une limite à l’étude des stratégies d’émission-réception possibles pour trois microbobines en ligne a permis le développement de considérations et l’obtention de résultats généralisables à des structures plus importantes. Il est possible de considérer ces



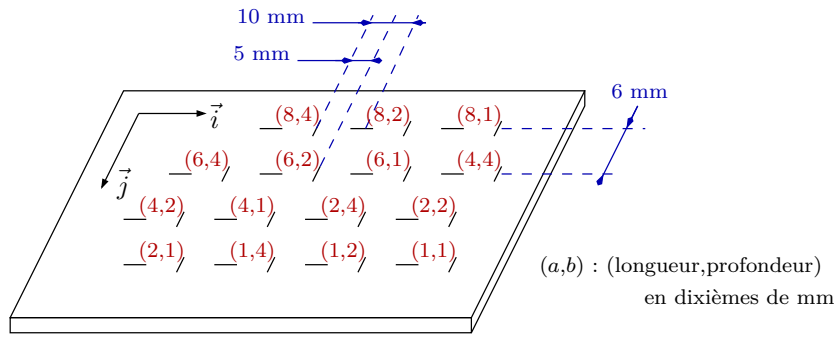


FIG. 2.13 – Schéma de la pièce échantillon avec la localisation des défauts

stratégies comme des structures élémentaires d'une matrice de neuf microbobines, elle-même structure élémentaire d'une matrice plus grande.

On peut considérer cinq stratégies différentes, constituées de une, deux ou trois bobines. Elles sont schématisées dans la figure 2.14.

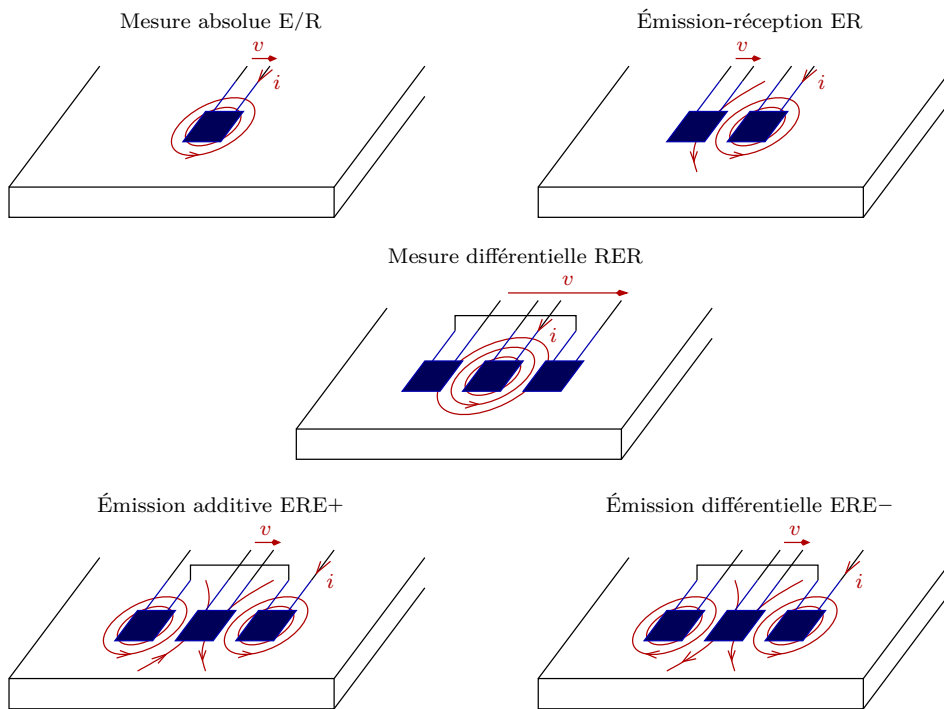


FIG. 2.14 – Stratégies d'émission-réception conçues dans le cadre de cette étude

### 2.5.1 La stratégie à mesure absolue « E/R »

Avec une unique bobine, il n'y a qu'une seule stratégie possible, celle de la sonde à fonctions doubles. Le signal mesuré est l'impédance de la bobine, qui joue à la fois le rôle d'émetteur et de récepteur. La mesure est absolue. Cette stratégie est très largement utilisée à l'heure actuelle, grâce à sa simplicité de mise en œuvre et à sa flexibilité pour la détection des variations lentes ou rapides d'état. Cependant, cette sensibilité à toutes les variations est parfois défavorable à la recherche de défauts particuliers ou à la discrimination entre différents défauts.



### 2.5.2 La stratégie émission-réception « ER »

Avec deux bobines existe la stratégie classique à fonctions séparées, elle aussi largement utilisée pour sa simplicité et malgré son manque de sensibilité au défaut. Une des deux bobines est parcourue par un courant d'excitation, et la tension de réception aux bornes de l'autre bobine est mesurée.

### 2.5.3 La stratégie à mesure différentielle « RER »

Cette stratégie, plus complexe que les deux précédentes, utilise trois bobines : la bobine centrale joue le rôle d'émetteur tandis que les deux bobines latérales effectuent une mesure différentielle du champ magnétique. En effet, elles sont connectées en série de façon à ce qu'un champ magnétique alternatif vertical engendre deux tensions sinusoïdales en opposition de phase dans les deux bobines réceptrices. En absence de défaut, le signal CF est ainsi idéalement nul.

### 2.5.4 La stratégie à émission additive « ERE+ »

Pour les quatrième et cinquième stratégies, l'idée est de réaliser l'émission par les deux bobines latérales et la réception par la bobine centrale. Deux possibilités sont alors possibles pour l'émission. Cette stratégie exploite deux bobines latérales connectées de telle façon que le même courant les traverse et produit deux champs magnétiques qui s'ajoutent au niveau de la bobine centrale. Cela revient à « ajouter » deux stratégies ER, décalées sur l'axe  $\vec{i}$  d'une distance égale à la largeur d'une bobine.

### 2.5.5 La stratégie à émission différentielle « ERE- »

La dernière stratégie utilise comme la précédente une bobine centrale réceptrice et deux bobines latérales émettrices. Cependant, ici le courant traversant une bobine émettrice est en opposition de phase par rapport à celui de l'autre bobine émettrice. Les flux des deux champs magnétiques s'opposent au niveau de la bobine centrale, et idéalement s'annulent en absence de défaut. Il s'agit de ce qui pourrait être désigné comme une « excitation différentielle », ce qui *a priori* devrait conduire au même comportement que la mesure différentielle de la stratégie RER.

## Chapitre 3

# Signaux et prétraitements

Les travaux expérimentaux menés dans cette étude ont donné lieu à l'acquisition de données spécifiques, correspondant à un balayage surfacique de la pièce évaluée (réalisé à l'aide du matériel décrit dans la section 2.3, page 30). Ce chapitre présente tout d'abord les signaux obtenus, une première interprétation et une discussion sur la représentation de ces signaux CF. Ensuite, la décimation et le suréchantillonnage des signaux CF sont étudiées. Enfin, le rapport signal sur bruit est défini et calculé, dans le but de comparer les différentes conditions de mesure.

### 3.1 Les représentations des signaux CF

Les signaux CF sont obtenus par balayage de la surface de la pièce. La sonde effectue de faibles déplacements, suivant les deux axes  $\vec{i}$  et  $\vec{j}$ , définis à la section 2.4, du plan de la surface, de 100  $\mu\text{m}$  dans le cas des bobines micromoulées (décrites à la sous-section 2.2.2) ou de 200  $\mu\text{m}$  dans le cas des microbobines CI (décrites à la sous-section 2.2.1). À chaque position de la sonde, une mesure complexe de la transimpédance de la sonde est réalisée, comme expliqué à la sous-section 1.3.1.2, c'est-à-dire le rapport en amplitude et en phase de la tension de réception sur le courant d'émission. Une cartographie est ainsi constituée, appelée « signal CF ». Cette cartographie de valeurs complexes est échantillonnée dans l'espace, avec un pas correspondant aux distances de déplacement, pas ici relativement faible par rapport à la taille des microbobines, d'un facteur de division respectif 10 ou 15 pour les bobines micromoulées ou les microbobines CI.

Cette section décrit les différentes représentations possibles pour des signaux CF. L'étude porte sur 30 défauts calibrés ; les acquisitions ont été faites par deux sondes comportant des microbobines de deux technologies différentes, avec 5 stratégies d'émission-réception, pour une dizaine de fréquences différentes, selon deux positionnements de la pièce (cf. ci-après, section 3.2). La base de données acquise compte environ  $30 \times 2 \times 5 \times 10 \times 2 = 6000$  signaux CF : il est à la fois inutile et impossible de tous les représenter. Les figures suivantes montreront des exemples obtenus à partir d'un unique défaut, de dimensions 200  $\mu\text{m} \times 400 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$  en profondeur  $\times$  longueur  $\times$  largeur. Ce défaut sera nommé ci-après défaut « exemple ».

#### 3.1.1 Une première représentation : le C-scan

##### 3.1.1.1 Exemples de C-scan

Une première façon de visualiser les signaux CF mesurés est la représentation en tant que cartographie complexe. Il s'agit, afin de prendre en compte la nature complexe du signal, d'un ensemble

de deux images. Elles affichent soit le couple module / argument, soit le couple partie réelle / partie imaginaire. Cette représentation est souvent appelée C-scan (cf. encadré). Chaque image représente la valeur de la grandeur correspondante suivant une échelle de couleurs qui peut être ou non notée à côté, continue ou discrète. En général l'échelle de couleurs fait correspondre les valeurs par ordre croissant à une échelle allant des couleurs froides aux couleurs chaudes, ou bien s'éclaircissant dans une même teinte. Les axes des images sont les axes  $\vec{i}$  et  $\vec{j}$  de balayage de la surface inspectée (vue suivant l'axe  $\vec{k}$ ).

Les dénominations A-scan, B-scan et C-scan (de l'anglais *to scan*, lire rapidement un document pour y trouver une information) viennent du domaine du CND par ultrasons. Avec cette technologie, il est possible de représenter l'amplitude du signal en fonction du temps à un endroit donné, afin de visualiser le phénomène d'écho propre à l'émission-réception d'ultrasons. Cela constitue la forme A-scan. Un graphe de type B-scan trace la dynamique (le maximum de l'amplitude au bout d'un temps assez long) d'un signal en fonction de son abscisse le long d'une ligne. Il s'agit en quelque sorte d'une vue en coupe le long de cette ligne. Un C-scan est une image à part entière qui représente la dynamique en tout point de la surface, selon une échelle de couleurs qui peut être continue ou binaire. Ceci est par conséquent équivalent à une « vue de dessus ». La figure 3.1 schématise ces trois types de représentations dans le cas d'une évaluation par sonde à ultrasons.

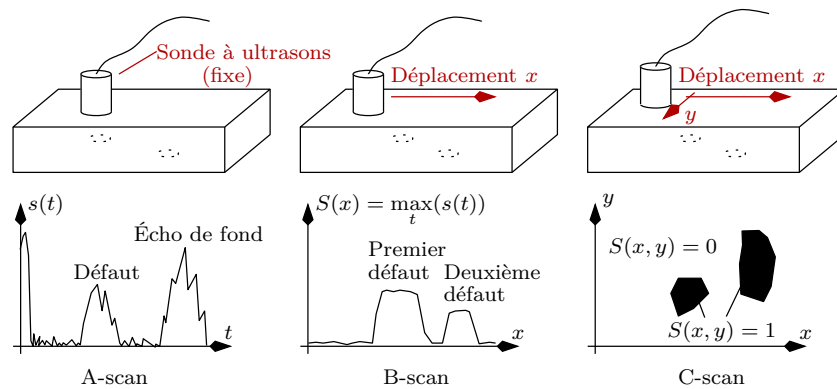


FIG. 3.1 – Dénominations A-scan, B-scan, C-scan pour le CND par ultrasons

Avec la technique CF, les A-scans n'existent qu'en «courants pulsés», fonctionnement peu utilisé en pratique et non exposé précédemment. En régime harmonique, la mesure effectuée à chaque point n'est pas un signal dépendant du temps (le régime transitoire d'établissement de la mesure n'apporte *a priori* aucune information). Par contre, les représentations B-scan et C-scan de l'amplitude du signal existent et sont largement utilisées. Pour les travaux présentés dans ce mémoire, l'importance de balayer des surfaces élimine de fait la pertinence des B-scans.

Les figures 3.2 et 3.3<sup>1</sup> montrent les signaux CF acquis autour du défaut « exemple » pour les deux technologies de microbobines présentées aux sections 2.2.1 et 2.2.2. Ces acquisitions sont effectuées avec la stratégie d'émission-réception ERE– et à une fréquence des courants d'émission de 4 MHz. Les contours du défaut sont superposés en pointillés, à l'échelle. Chaque figure est composée de quatre

<sup>1</sup>On notera que les deux sondes n'ont pas été connectées de façon strictement identique : les deux bornes de la microbobine centrale de réception sont inversées entre les deux sondes, ce qui provoque une opposition sur la tension mesurée, par suite sur la transimpédance (les lobes bleus deviennent rouges et inversement à la fois sur la partie réelle et sur la partie imaginaire).

images, dont deux suffisent à représenter entièrement le signal CF. Le pas spatial de balayage choisi est 200  $\mu\text{m}$  dans le cas des microbobines CI et 100  $\mu\text{m}$  dans le cas des bobines micromoulées.

Malgré le caractère différentiel des mesures faites par la stratégie ERE— utilisée ici, la valeur du signal CF loin du défaut n'est pas nulle. Des paramètres perturbateurs, comme les dissymétries entre les bobines ou la connectique, engendrent aux fréquences de mesure (entre 1 et 10 MHz) des tensions très faibles qui, divisées par la valeur du courant d'excitation lui aussi très faible, produisent cette valeur « à vide » non nulle. Ceci engendre visuellement une différence très nette entre les modules des figures 3.2 et 3.3. Cependant, cette valeur à vide est sans effet sur la suite des traitements, car retranchée juste après l'acquisition.

### 3.1.1.2 Interprétation

La première chose remarquable à la vue de ces images est leur très faible correspondance avec la géométrie du défaut. Le défaut originel, vu selon l'axe  $\vec{k}$ , a la forme d'un rectangle horizontal. Pourtant sur ces images, ce sont deux lobes de forme ellipsoïdale qui sont visibles. De plus, la dimension des ellipses n'a aucun rapport avec celle du défaut, car les acquisitions sur d'autres défauts donnent des lobes de dimensions similaires, mais tend à se rapprocher davantage de la longueur du côté de chaque type de microbobine (environ 2,5 mm pour les acquisitions issues des microbobines CI, environ 0,9 mm pour celles issues des bobines micromoulées). Les zones contenant les lobes seront dans la suite nommées « zones de signal utile ».

La présence de ces lobes signifie que le signal CF subit une variation non seulement lorsque le défaut est situé sous le récepteur, mais aussi lorsqu'il est situé sous l'un des deux émetteurs. La figure 3.4 schématise quelques positions des trois microbobines composant la sonde par rapport au défaut, pour quelques exemples repérés sur un C-scan. Lorsque le défaut se situe sous la partie gauche de l'émetteur de droite (position *a*), les lignes de courants induits de cet inducteur sont déviées vers la microbobine centrale de réception. Les courants induits par l'inducteur de gauche ne sont par contre pas déviés, l'équilibre est rompu et la tension aux bornes de la microbobine centrale n'est pas nulle. Si le défaut se trouve sous la partie droite de la microbobine réceptrice (position *b*), une variation équivalente du signal CF est observée, pour la même raison. Cette variation est située de part et d'autre de la frontière entre la microbobine centrale et la microbobine de droite. Le maximum de cette variation est atteint lorsque le défaut se situe entre les centres de chacune des deux microbobines (position *c*). Sur la droite de symétrie de la sonde parallèle à l'axe  $\vec{j}$  (positions *d* et *e*), l'influence du défaut est identique pour les CF induits par les deux émetteurs et le signal CF est nul. Aux limites des microbobines parallèlement à l'axe  $\vec{j}$  (position *f*), le signal s'atténue très fortement, car les déviations sont trop éloignées pour engendrer une variation importante de la tension aux bornes de la microbobine de réception. Enfin, dans les parties externes des microbobines émettrices (position *g*), les courants induits sont déviés vers l'extérieur de la sonde, ce qui ne produit aucun signal.

Ainsi, la zone d'influence du défaut est située autour des frontières entre chaque microbobine émettrice et la microbobine réceptrice (et non uniquement la surface de la zone réceptrice comme il pourrait être attendu). Ceci est une conséquence des petites dimensions des défauts considérés, comparativement à celles des microbobines. Dans ce cas, les déviations des CF sont en effet localisées à l'endroit où se trouve le défaut. Dans le cas d'un défaut de plusieurs millimètres de long, le C-scan CF produit ressemble davantage à l'image géométrique du défaut, avec des bordures relativement épaisses.

### 3.1.1.3 Traitement des images

L'influence des faibles dimensions des défauts peut aussi être expliquée par la théorie des filtres. En posant  $n_i$  et  $n_j$  les indices des points de l'image selon les axes  $\vec{i}$  et  $\vec{j}$ , il est possible de considérer

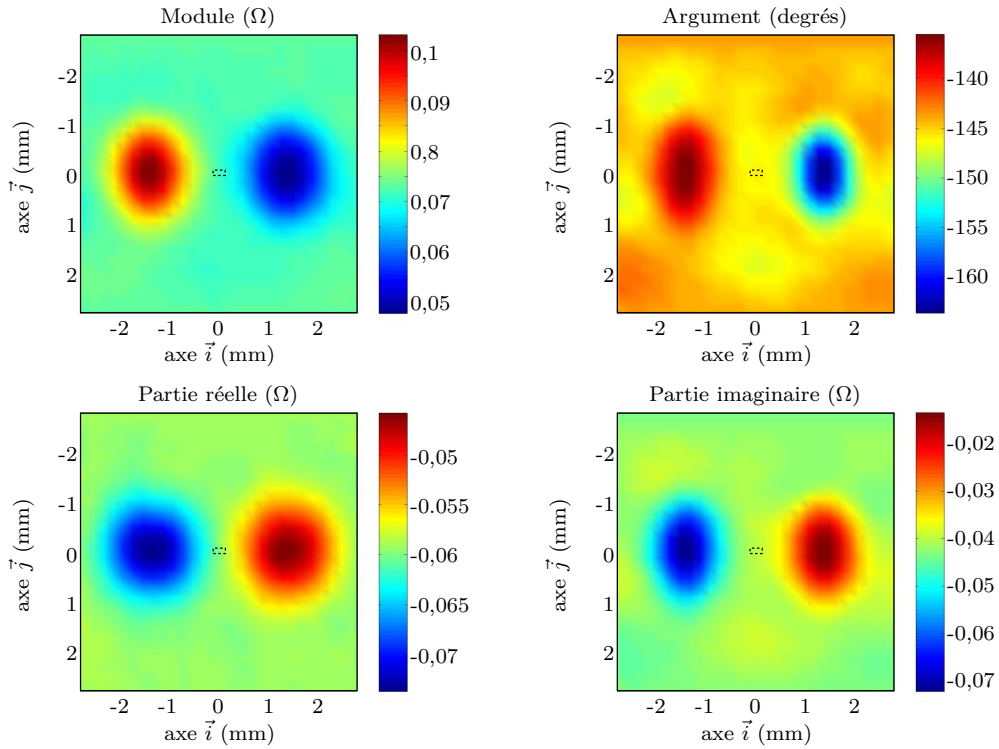


FIG. 3.2 – Signal CF complexe obtenu avec la sonde à microbobines CI connectées selon la stratégie ERE–, à 4 MHz, pour le défaut « exemple », d’une longueur de 200  $\mu\text{m}$  suivant l’axe  $\vec{i}$ , d’une profondeur de 400  $\mu\text{m}$  et d’une largeur de 100  $\mu\text{m}$  suivant l’axe  $\vec{j}$  (superposé en pointillés)

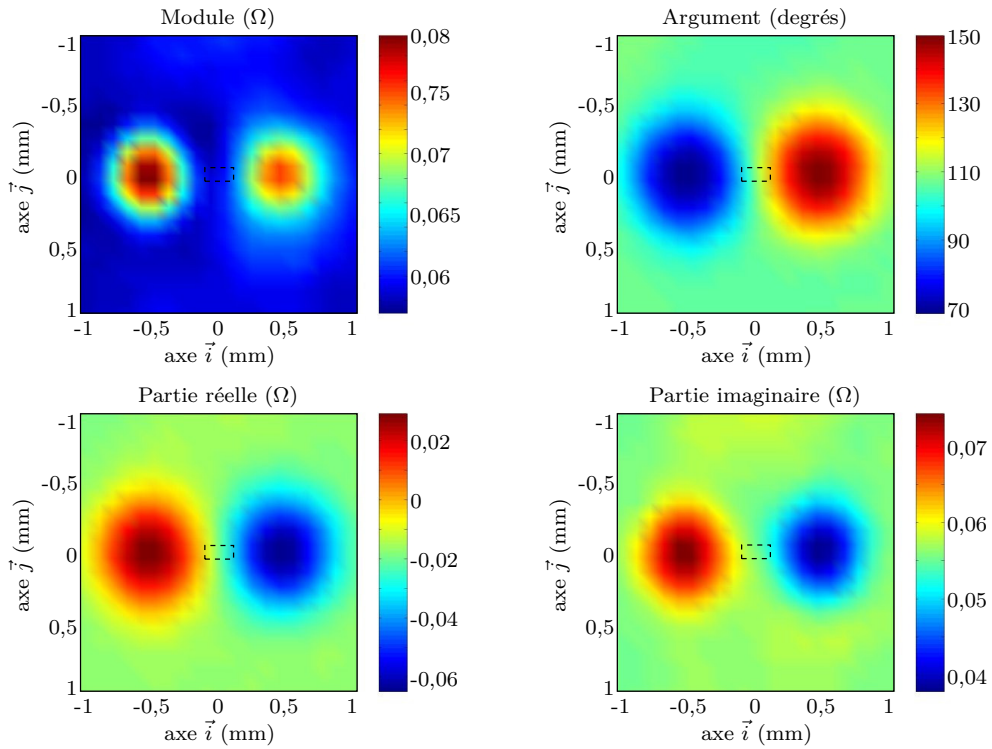


FIG. 3.3 – Signal CF complexe obtenu avec la sonde à bobines micromoulées connectées selon la stratégie ERE–, à 7 MHz, pour le défaut « exemple », d’une longueur de 200  $\mu\text{m}$  suivant l’axe  $\vec{i}$ , d’une profondeur de 400  $\mu\text{m}$  et d’une largeur de 100  $\mu\text{m}$  suivant l’axe  $\vec{j}$  (superposé en pointillés)

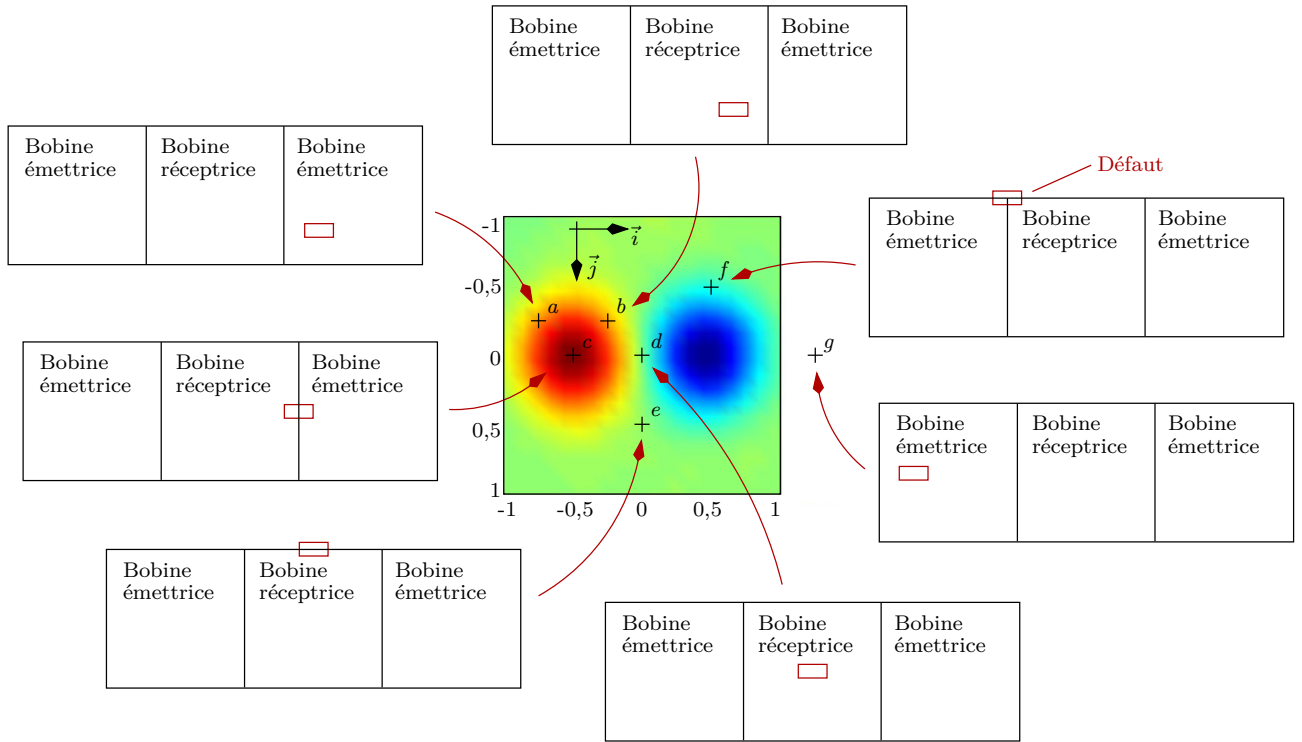


FIG. 3.4 – Schéma représentant pour quelques points de mesure la position de la sonde par rapport au défaut

la sonde comme un filtre de traitement bidimensionnel discret

$$(n_i, n_j) \mapsto h(n_i, n_j)$$

qui transforme une image binaire  $e(n_i, n_j)$  contenant le défaut vu selon l'axe  $\vec{k}$  en l'image constituée par le module du signal CF  $s(n_i, n_j)$  montrée par exemple dans les figures 3.2 ou 3.3. Un tel filtre linéaire<sup>2</sup> permet alors d'écrire, sans prendre en compte le bruit extérieur

$$s(n_i, n_j) = (h * e)(n_i, n_j) = \sum_p \sum_q (h(n_i - p, n_j - q) e(p, q)) \quad (3.1)$$

où  $*$  est l'opérateur de convolution. Il vient alors que les défauts dont les dimensions sont très faibles par rapport à celles de la sonde constituent des impulsions de Dirac de l'ensemble des défauts, c'est à dire des images d'entrée dont l'image de sortie correspondante est proportionnelle à la réponse impulsionnelle du filtre  $h$ . Cela correspond bien à la ressemblance des réponses engendrées par tous ces défauts.

La réponse impulsionnelle de la sonde étant ainsi connue grâce à l'acquisition autour d'un défaut de faibles dimensions, il est possible de calculer *a priori* ce que sera le signal CF pour un défaut de taille importante grâce à la formule précédente. La figure 3.5 montre l'exemple d'un défaut réellement évalué à l'aide de la sonde à microbobines CI et de la convolution de l'image binaire du défaut par la réponse impulsionnelle de la sonde. Le défaut en question est composé de deux fissures perpendiculaires de longueur 4,5 et 5 mm et de largeur 1 mm, espacées par un isthme large de 1,5 mm : le défaut n'a

<sup>2</sup>La sous-section 1.3.1 explique que le phénomène des courants de Foucault n'est pas linéaire et que les amplitudes des grandeurs d'intérêt ne varient pas linéairement en fonction des perturbations. Cela ne signifie pas qu'il est impossible d'utiliser la théorie des filtres linéaires : il suffit que les théorèmes de superposition et d'invariance par translation soient vérifiés. Si la vérification du deuxième théorème est évidente, l'hypothèse de superposition est souvent faite, par exemple dans le cas de l'hypothèse de Born[Zor90]. En pratique, cette hypothèse est valable dans un domaine de validité restreint[LDJ07].



pas une forme triviale. Cette convolution donne une image assez proche de l'image correspondant au module du signal CF réellement obtenue : les arêtes suivant l'axe  $\vec{j}$  sont très visibles, tandis que les arêtes suivant l'axe  $\vec{i}$  sont presque invisibles. Seuls les contours des défauts peuvent être détectés, car la structure de la sonde est différentielle.

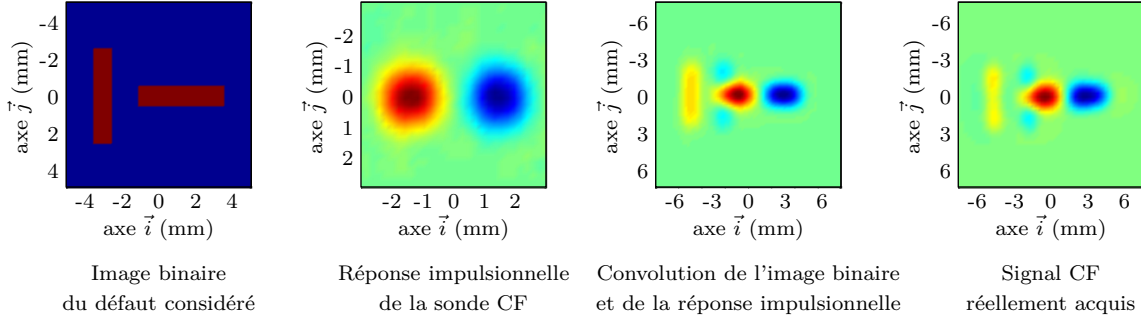


FIG. 3.5 – Correspondance entre le résultat de la théorie des filtres et l'acquisition réelle : exemple d'un défaut de forme non triviale

Ces signaux peuvent encore être utilisés à des fins de traitement du signal par les algorithmes d'inversion ou de déconvolution. Ces algorithmes ont pour but de réaliser le traitement inverse de celui effectué par la sonde, c'est-à-dire revenir à l'image originale du défaut. Il est souvent question d'utiliser la transformée de Fourier discrète (TFD) de  $h$ , notée  $H$ . Cette matrice doit être inversée, et la transformée inverse de Fourier de la matrice ainsi obtenue correspond au filtre inverse  $h^{-1}$ . La matrice  $H$  est rarement inversible, et plusieurs méthodes d'inversion approchée existent. Parmi ces méthodes se trouvent

- le calcul de la matrice pseudo-inverse, obtenu par la fonction Matlab `pinv` à l'aide de la méthode de Moore-Penrose[Moo20, Pen55], par décomposition en valeurs singulières ;
- le calcul du filtre inverse de Wiener[PAC90], qui fait intervenir les densités spectrales de puissance (DSP)  $\sigma_B$  du bruit et  $\sigma_S$  du signal et qui s'écrit pour chaque couple de fréquences spatiales  $(f_i, f_j)$

$$W(f_i, f_j) = \widehat{H^{-1}(f_i, f_j)} = \frac{\text{conj}(H(f_i, f_j))}{(H(f_i, f_j))^2 + \left(\frac{\sigma_B(f_i, f_j)}{\sigma_S(f_i, f_j)}\right)^2}$$

Il est par conséquent nécessaire d'évaluer ces DSP, c'est-à-dire souvent de les supposer *a priori*.

Ces deux méthodes ont été mises en œuvre sur les acquisitions effectuées. Les faibles dimensions des défauts considérés ont eu pour conséquence des résultats peu concluants. Néanmoins, trois observations ont pu être dégagées au sujet de ces deux méthodes :

- Elles donnent des résultats assez proches. Si les DSP dans l'expression du filtre de Wiener sont correctement estimées, le résultat de cette méthode de déconvolution est normalement meilleur, en termes de rapport signal sur bruit, car la pseudo-inversion produit une amplification du bruit due à l'inversion des plus faibles valeurs singulières de  $H$ .
- Le calcul de la pseudo-inverse devient extrêmement coûteux en temps de calcul lorsque la taille de  $h$  devient importante. Ce n'est pas le cas du filtre de Wiener, qui est un simple calcul point par point de matrices.
- En termes de simplicité de mise en œuvre, le filtre de Wiener a l'inconvénient majeur de ne pas être universel : au contraire de la matrice de Moore-Penrose, il faut le recalculer pour chaque image  $s$ . De plus, le réglage consistant à l'estimation des DSP est relativement sensible. Si la quantité  $\sigma_B/\sigma_S$  déterminée est trop faible, le résultat n'est que très peu amélioré par rapport à la pseudo-inversion. Si la quantité  $\sigma_B/\sigma_S$  déterminée est surestimée, l'apparition de lobes secondaires latéraux constitue une baisse sensible de la qualité de déconvolution.

En conclusion, cette approche linéaire permet dans certains cas de proposer efficacement des pré-traitements de déconvolution favorisant l'interprétabilité des images CF, mais reste dans le cas général insuffisante pour la caractérisation quantitative des défauts. Il faut alors mettre en œuvre des modèles inverse plus élaborés, qui font actuellement l'objet d'une recherche active.

### 3.1.2 Une deuxième représentation : la signature complexe

Une deuxième représentation des signaux CF est très utilisée dans le domaine du CND par CF. Il s'agit de la représentation dans le plan complexe de chaque valeur mesurée de la transimpédance. L'abscisse et l'ordonnée correspondent respectivement aux parties réelle et imaginaire de cette grandeur complexe.

Lorsque l'évaluation est effectuée le long d'une ligne uniquement, évaluation qui peut être représentée sous forme de B-scan, il est d'usage de relier les points de mesure entre eux, afin de garder une information spatiale sur l'ordre des points complexes. Ce genre de graphe est alors appelé courbe ou figure de Lissajous. Dans le cas des acquisitions effectuées ici, il est préférable de ne pas lier les points entre eux, afin de garder une certaine lisibilité des graphes. La figure 3.6 montre les signatures obtenues pour le défaut « exemple » avec les deux technologies de microbobines. Chaque croix correspond à un point de mesure (les points de mesure sont espacés sur les deux axes  $\vec{i}$  et  $\vec{j}$  de 200  $\mu\text{m}$  pour les acquisitions faites avec la sonde à microbobines CI et de 100  $\mu\text{m}$  dans le cas des bobines micromoulées).

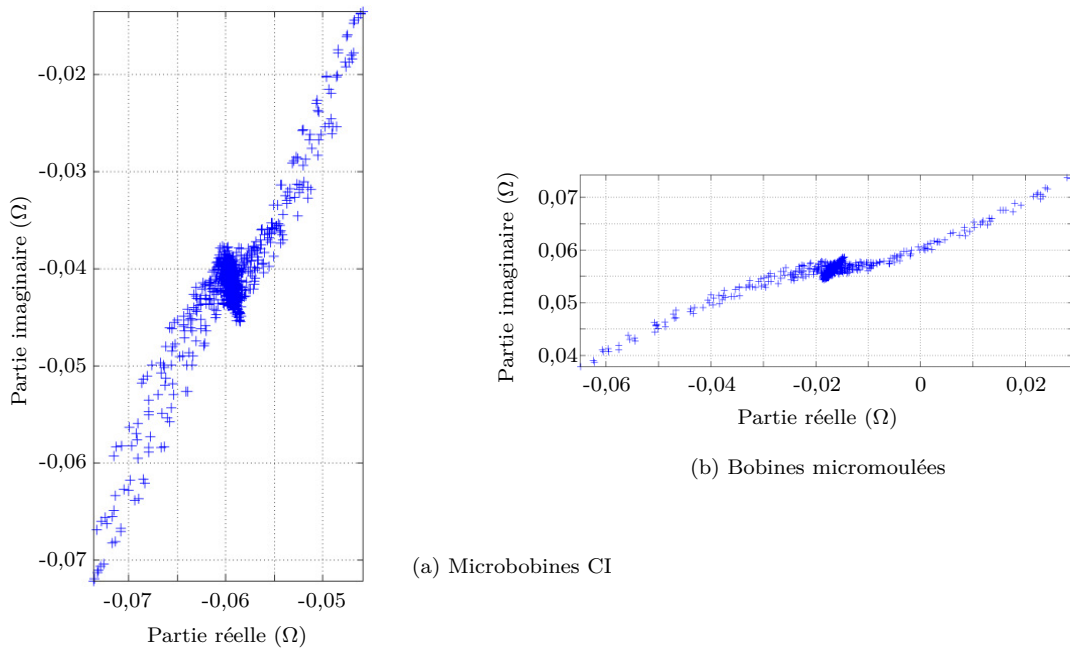


FIG. 3.6 – Signatures complexes obtenues avec le défaut « exemple »

Sur chacune de ces deux signatures, les points centraux correspondent aux mesures hors de la zone de signal utile, loin du défaut. Comme avec la représentation C-scan, cette valeur centrale moyenne est non nulle. Une variation complexe constituée d'un grand nombre de points, symétrique de part et d'autre de cette valeur moyenne, correspond aux lobes des figures 3.2 et 3.3.

Malgré la perte des informations spatiales comme la forme du signal utile, cette représentation offre des nouvelles informations. En particulier, elle permet de mieux visualiser les tendances générales de variation de l'impédance de la sonde, en module et en phase. Ce mode de représentation est souvent



choisi comme point de départ pour paramétriser<sup>3</sup> l'acquisition, c'est-à-dire réduire à quelques valeurs une signature CF entière[KSK<sup>+</sup>04]. Une paramétrisation des signatures CF est par exemple l'objet du chapitre 5. Elle y sert à obtenir les dimensions des défauts détectés.

### 3.1.3 Une (presque-)troisième représentation : l'amplitude principale

#### 3.1.3.1 Intérêt de la transformation

La dernière possibilité pour la représentation des signaux CF n'en est pas vraiment une. Il s'agit des mesures complexes, projetées sur l'axe de plus grande variation de la signature CF et représentées en tant qu'image spatiale. Cela reste une sorte de C-scan, appelée par la suite « image CF ».

L'intérêt de cette représentation est de simplifier la visualisation des images CF des défauts, au prix d'une perte si possible minime d'informations. En effet, comme cela est visible sur les figures 3.2 et 3.3, se contenter d'une image unique par signal CF signifie nécessairement faire un choix entre module, partie réelle et partie imaginaire. Choisir le module pose le problème de l'opposition des valeurs des deux lobes : le module étant toujours positif, l'opposition ne peut être conservée. Les deux dernières grandeurs ne sont pas préférables l'une à l'autre et il est par conséquent difficile d'en choisir arbitrairement une. La plus intéressante des deux serait, d'après les signatures CF des figures 3.6-a et 3.6-b, plutôt la partie imaginaire pour la première, plutôt la partie réelle pour la seconde. L'idée est alors de choisir une combinaison linéaire des deux, qui maximise l'énergie du signal CF conservée. Plusieurs techniques existent pour ce faire.

#### 3.1.3.2 Première méthode : l'analyse en composantes principales

Le terme « amplitude principale » peut être rapporté à la méthode de l'analyse en composantes principales (ACP), qui effectue une comparaison des différentes composantes d'un signal, après projection dans un sous-espace de représentation engendré par une nouvelle base orthogonale[Sap78, MKB79]. Cette base orthogonale peut être indifféremment déterminée à l'aide de la décomposition en valeurs singulières[Bjo96] de la matrice de covariance des deux vecteurs partie réelle et partie imaginaire, ou de la matrice dont les colonnes sont ces deux vecteurs. L'effet produit est la maximisation des projections orthogonales des points sur chacun des axes définis. La première composante produite par l'ACP est *a priori* l'amplitude principale recherchée, du moins pour le type de signaux CF considérés ici.

#### 3.1.3.3 Deuxième méthode : l'estimateur des moindres carrés ordinaires

Une autre méthode est le calcul de l'estimateur des moindres carrés ordinaires (EMCO). Cette méthode permet de minimiser la somme des carrés des erreurs entre les valeurs mesurées et les valeurs estimées[VHV91]. Il s'agit souvent de mesures  $y$  réalisées pour un paramètre de mesure  $x$  connu : le but est alors de minimiser l'erreur  $\hat{y} - y$  d'estimation. Ces erreurs sont par conséquent les distances *verticales* entre les points de mesure et la droite trouvée, comme indiqué par la figure 3.7-a.

Dans le cas de cette étude, l'utilisation de l'EMCO est sensiblement différente, car le but est de déterminer l'existence d'une relation entre deux grandeurs mesurées. Il n'y a aucune légitimité à donner un sens physique différent aux parties réelle ou imaginaire de l'impédance, qui jouent respectivement

---

<sup>3</sup>Comme beaucoup de termes techniques, le verbe *paramétriser* est un anglicisme (de l'anglais *to parameterize*). Il n'est pas correct et il serait préférable en français classique de lui préférer le verbe *paramétrer*. Néanmoins, l'action en question ici est bien différente de paramétrer au sens régler des paramètres, mais signifie trouver comment définir ces paramètres et étudier comment il est possible de s'en servir. C'est pourquoi utiliser un terme différent n'est pas aberrant.

le rôle de  $x$  et  $y$ . Il convient donc de minimiser ici la distance *orthogonale* à la droite recherchée, comme le montre la figure 3.7-b.

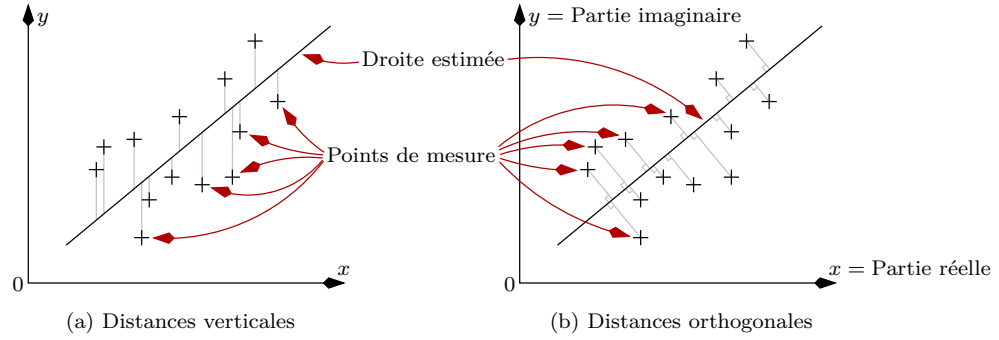


FIG. 3.7 – Distances ou erreurs pouvant être considérées pour l'estimateur des moindres carrés ordinaires

Le calcul de cette droite prend en compte les  $n$  points de mesure de coordonnées  $(x_i, y_i)$ . La moyenne des  $x$ , la variance des  $x$  et la covariance des  $(x, y)$  sont respectivement notées

$$\begin{aligned}\bar{x} &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \\ V(x) &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \\ \text{cov}(x, y) &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})\end{aligned}$$

Pour une droite affine quelconque, d'équation

$$a x + b y + c = 0 \quad (3.2)$$

où  $a$ ,  $b$  et  $c$  sont les paramètres à déterminer, la distance algébrique depuis un point de coordonnées  $(x_i, y_i)$  est définie par

$$d_i = \frac{a x_i + b y_i + c}{\sqrt{a^2 + b^2}} \quad (3.3)$$

La somme des carrés des distances entre les  $n$  points de mesure et la droite s'écrit

$$\begin{aligned}\Sigma(a, b, c) &= \frac{1}{a^2 + b^2} \sum_{i=1}^n (a x_i + b y_i + c)^2 \\ &= \frac{1}{a^2 + b^2} \left[ \sum_{i=1}^n (a x_i + b y_i)^2 + 2 \sum_{i=1}^n (a x_i + b y_i) c + n c^2 \right]\end{aligned}$$

Sa dérivée partielle par rapport à  $c$  vaut

$$\frac{\partial \Sigma}{\partial c} = \frac{2}{a^2 + b^2} \left[ \sum_{i=1}^n (a x_i + b y_i) + n c \right]$$

et s'annule si et seulement si

$$c = -\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (a x_i + b y_i) = -a \bar{x} - b \bar{y}$$

Cela signifie que la droite minimisant l'erreur orthogonale passe par le barycentre  $(\bar{x}, \bar{y})$  de l'ensemble des points de mesure. Après substitution, la somme à minimiser s'écrit

$$\begin{aligned}\Sigma(a,b) &= \frac{1}{a^2 + b^2} \left[ \sum_{i=1}^n (a (x_i - \bar{x}) + b (y_i - \bar{y}))^2 \right] \\ &= \frac{1}{a^2 + b^2} \left[ a^2 \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 + b^2 \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2 + 2ab \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y}) \right] \\ &= \frac{n}{a^2 + b^2} (a^2 V(x) + b^2 V(y) + 2ab \text{cov}(x,y))\end{aligned}\quad (3.4)$$

Pour minimiser cette somme, ses dérivées partielles par rapport à  $a$  et  $b$  sont calculées :

$$\begin{aligned}\frac{\partial \Sigma}{\partial a} &= \frac{n}{(a^2 + b^2)^2} \left[ 2ab^2 (V(x) - V(y)) + 2(b^3 - a^2b) \text{cov}(x,y) \right] \\ \frac{\partial \Sigma}{\partial b} &= \frac{n}{(a^2 + b^2)^2} \left[ 2a^2b (V(y) - V(x)) + 2(a^3 - ab^2) \text{cov}(x,y) \right]\end{aligned}$$

L'annulation de ces deux dérivées engendre la même équation

$$ab (V(y) - V(x)) + (a^2 - b^2) \text{cov}(x,y) = 0 \quad (3.5)$$

En fixant  $b$ , il est possible de calculer la valeur de  $a$  par la résolution de l'équation du second degré<sup>4</sup>, soit

$$a = b \frac{V(x) - V(y) \pm \sqrt{(V(x) - V(y))^2 + 4 \text{cov}^2(x,y)}}{2 \text{cov}(x,y)}$$

La symétrie de l'équation 3.5 donne au calcul équivalent pour  $b$  en fixant  $a$  un résultat identique. Il est alors envisageable de choisir, par exemple, d'avoir un couple  $(a,b)$  normalisé tel que

$$a^2 + b^2 = 1 \quad \text{et} \quad b \geq 0$$

Les deux solutions trouvées correspondent à deux *extrema* de la somme  $S$ . La solution minimale correspond à une dérivée seconde de  $S$  par rapport à  $a$  positive. La valeur de cette dérivée seconde, lorsque la dérivée première s'annule, est positive si et seulement si

$$2a \text{cov}(x,y) \leq b (V(x) - V(y))$$

Cette inéquation permet de choisir la solution correcte, qui est

$$\begin{aligned}a &= b \left( \frac{V(x) - V(y) - \sqrt{(V(x) - V(y))^2 + 4 \text{cov}^2(x,y)}}{2 \text{cov}(x,y)} \right) \\ &= bK\end{aligned}$$

ce qui conduit à la solution

$$a = \frac{K}{\sqrt{1 + K^2}} \quad \text{et} \quad b = \frac{1}{\sqrt{1 + K^2}}$$

<sup>4</sup>Si la quantité  $\text{cov}(x,y)$  est nulle, l'équation 3.5 est une équation du premier degré à deux variables. Deux cas sont alors possibles :

- $V(x) = V(y)$  : l'équation 3.5 est toujours vérifiée, n'importe quels  $a$  et  $b$  la satisfont. Pour satisfaire la symétrie de l'équation 3.4, il est logique de choisir  $a = b$ .
- $V(x) \neq V(y)$  : l'équation 3.5 est vérifiée si et seulement si  $a = 0$  ou  $b = 0$ . La minimisation de la somme définie par l'équation 3.4 est réalisée en choisissant  $a = 0$  si  $V(x) > V(y)$  et  $b = 0$  sinon.

En pratique, le fait que  $\text{cov}(x,y) = 0$  et  $V(x) = V(y)$  simultanément est hautement improbable, car dans le cas présent  $x$  et  $y$  sont fortement dépendantes.  $\text{cov}(x,y) = 0$  ne se produit en fait que lorsque l'une des deux données est constante de façon uniforme sur l'ensemble de l'acquisition.

qui peut être simplifiée<sup>5</sup> en

$$a = -\text{signe}(\text{cov}(x,y)) \sqrt{\frac{1}{2} \left( 1 - \frac{V(x) - V(y)}{\sqrt{(V(x) - V(y))^2 + 4 \text{cov}^2(x,y)}} \right)} \quad (3.6)$$

$$b = \sqrt{\frac{1}{2} \left( 1 + \frac{V(x) - V(y)}{\sqrt{(V(x) - V(y))^2 + 4 \text{cov}^2(x,y)}} \right)} \quad (3.7)$$

L'amplitude principale  $s'$  est l'abscisse de la projection de chaque point de mesure sur la droite déterminée. Cette projection orthogonale s'écrit, à une constante additive près

$$s'_i = \frac{b x_i - a y_i}{\sqrt{a^2 + b^2}} = b x_i - a y_i$$

### 3.1.3.4 Troisième méthode : le maximum de vraisemblance

Une troisième méthode est celle du maximum de vraisemblance. Il y est question de déterminer les paramètres d'une loi de distribution afin de l'optimiser pour l'ensemble des échantillons mesurés[Rao65]. En pratique, il faut trouver une variable aléatoire fonction des mesures effectuées, dont la loi de distribution dépend des paramètres recherchés. Le choix des paramètres est effectué grâce à la maximisation de la vraisemblance qui prend en compte l'ensemble des probabilités pour chacune des mesures.

Ici, les paramètres recherchés sont les coefficients  $a$ ,  $b$  et  $c$  de la droite d'équation 3.2. La variable aléatoire choisie est la distance algébrique  $d_i$  définie par l'équation 3.3. Cette distance équivaut à l'erreur commise. Si la distribution de cette variable aléatoire est posée, par hypothèse, comme étant une loi normale centrée et d'écart-type  $\sigma$ , la densité de probabilité de  $d_i$  s'exprime

$$f_{a,b,c}(x_i, y_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{d_i^2}{2\sigma^2}\right)$$

En supposant l'indépendance entre les différents échantillons, la vraisemblance est par définition le produit de l'ensemble des  $n$  densités de la variable aléatoire prise pour chaque échantillon, soit

$$L_{a,b,c}((x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\right)^n \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \frac{1}{a^2 + b^2} \sum_{i=1}^n (a x_i + b y_i + c)^2\right)$$

Trouver les paramètres  $a$ ,  $b$  et  $c$  qui maximisent cette quantité n'est pas chose aisée. Cependant, il est possible d'obtenir les mêmes paramètres en utilisant la fonction logarithme népérien  $\ln$ . En effet,  $L_{a,b,c}$  est strictement positive et  $\ln$  est croissante et monotone. Il vient

$$\begin{aligned} \ln(L_{a,b,c}((x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n))) &= n \ln\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\right) - \frac{1}{2\sigma^2} \frac{1}{a^2 + b^2} \sum_{i=1}^n (a x_i + b y_i + c)^2 \\ &= n \ln\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\right) - \frac{1}{2\sigma^2} \Sigma(a, b, c) \end{aligned}$$

où  $\Sigma(a, b, c)$  est la somme des distances carrées minimisée précédemment pour le calcul de l'EMCO. Il apparaît clair que maximiser la quantité  $\ln(L_{a,b,c})$  en fonction de  $a$ ,  $b$  et  $c$  revient exactement à minimiser  $\Sigma(a, b, c)$ . La méthode du maximum de vraisemblance donne, dans le cas étudié, le même résultat que le calcul de l'EMCO.

<sup>5</sup>En posant  $\text{signe}(0) = 1$ , cette écriture permet de prendre aussi en compte les cas où  $\text{cov}(x, y) = 0$  et  $V(x) \neq V(y)$ .

### 3.1.3.5 Mise en œuvre

Les résultats donnés par les deux méthodes de calcul (ACP et EMCO) sont numériquement rigoureusement identiques. Ceci est dû à l'utilisation dans le calcul de l'ACP de la covariance des données. Le calcul de l'EMCO faisant lui aussi intervenir les variances et covariances des parties réelles  $x$  et imaginaires  $y$ , les deux calculs ont un fondement théorique différent mais une mise en œuvre similaire et donnant par conséquent le même résultat.

Une image unique est obtenue, qui maintient la visualisation de la forme géométrique des signaux CF. Les amplitudes principales correspondant au défaut « exemple » sont représentées dans la figure 3.8. La dynamique de ces grandeurs, c'est-à-dire la différence entre les valeurs extrêmes, visible sur les échelles de couleurs, est bien maximisée.

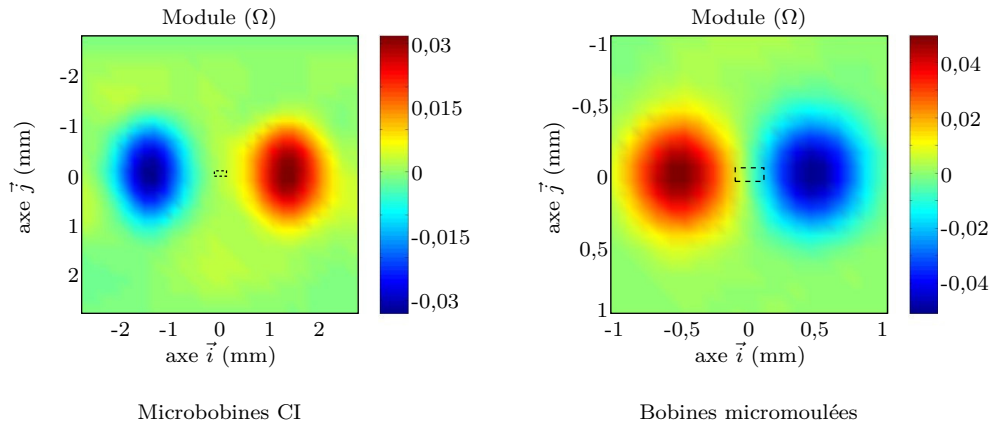


FIG. 3.8 – Amplitudes principales (images CF) obtenues pour le défaut « exemple », à comparer avec les figures 3.2 et 3.3

## 3.2 L'orientation des défauts

La section 2.4 a présenté la pièce échantillon, qui comporte des défauts rectilignes suivant l'axe  $\vec{i}$  et l'axe  $\vec{j}$ . Il a par ailleurs été vu à la sous-section 2.1.3 que le contrôle par courants de Foucault est relativement sensible à l'orientation des défauts. Réaliser des acquisitions pour deux orientations perpendiculaires de défauts n'est pas suffisant pour pouvoir déterminer des résultats généraux ou analyser les performances dans l'ensemble des cas possibles. Il a été choisi, dans ce but de généralisation, d'augmenter le nombre d'orientations.

### 3.2.1 Les différentes orientations

Lors des acquisitions, la pièce a été utilisée dans deux positions :

- la position originale, où les défauts sont orientés suivant l'axe  $\vec{i}$  ou l'axe  $\vec{j}$  ;
- une position oblique après rotation de  $45^\circ$ , où les défauts sont orientés suivant les axes  $\vec{i} - \vec{j}$  et  $\vec{i} + \vec{j}$ .

Les quatre orientations, appelées respectivement  $o_i$ ,  $o_j$ ,  $o_{i-j}$  et  $o_{i+j}$ , sont schématisées sur la figure 3.9.

Les différentes orientations résultent en des signaux aux formes visuellement assez différentes. La figure 3.10 montre l'amplitude principale pour des défauts de même taille que le défaut « exemple », mais selon les 4 orientations. L'image CF du défaut  $o_j$  présente des lobes primaires d'étendue plus

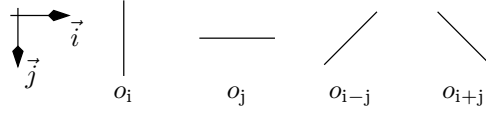


FIG. 3.9 – Orientations schématisées des défauts

restreinte que pour le défaut  $o_i$ , mais aussi des lobes secondaires non négligeables. Les images CF des défauts  $o_{i-j}$  et  $o_{i+j}$  sont légèrement déformées perpendiculairement au défaut. La figure 3.11 superpose les signatures CF des 4 orientations. Il n'y a aucune différence de forme ni d'angle des signatures. La dynamique, par contre, diffère de façon importante, notamment entre les défauts  $o_i$  et  $o_j$ . Les signaux CF des défauts  $o_{i-j}$  et  $o_{i+j}$  ont eux des dynamiques identiques, du fait de leur symétrie par rapport à l'axe  $\vec{i}$ .

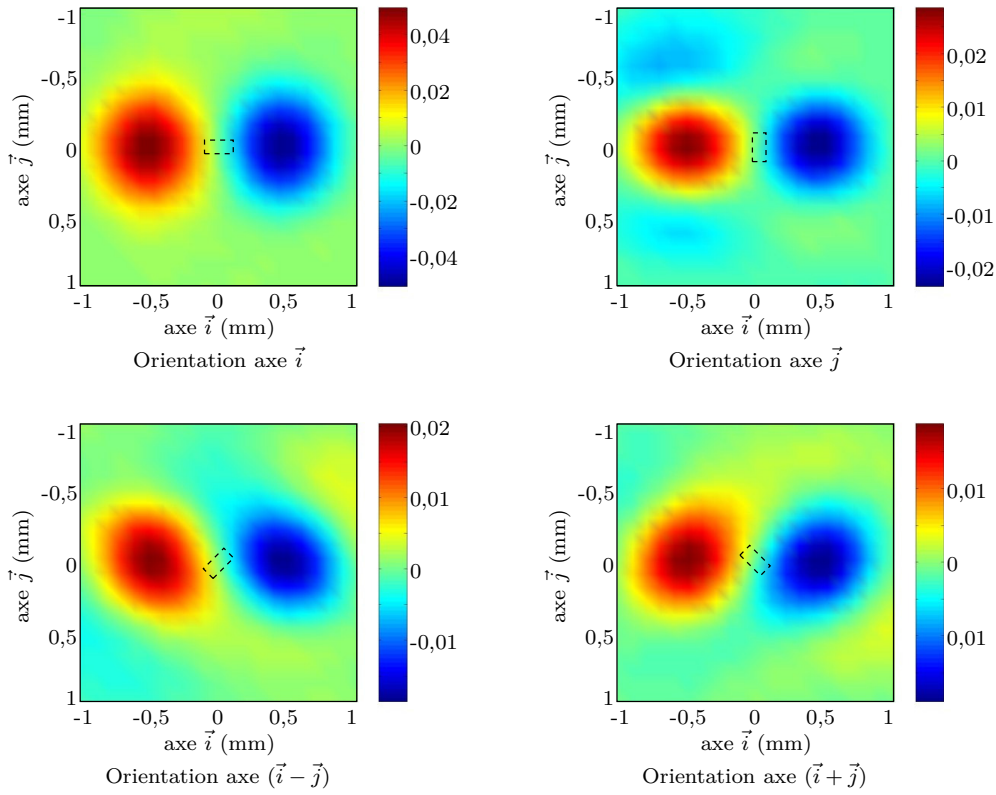


FIG. 3.10 – Amplitudes principales pour des défauts d'une longueur de 200  $\mu\text{m}$  dans les différentes orientations, obtenues avec la sonde à bobines micromoulées connectées selon la stratégie ERE-, à 7 MHz

### 3.2.2 La combinaison d'images

Les stratégies d'émission-réception exposées à la section 2.5 sont à considérer comme étant des structures élémentaires d'une matrice en deux dimensions de 9 microbobines, elle-même brique élémentaire d'une matrice plus grande. À ce titre, les acquisitions réalisées permettent de simuler le fonctionnement d'une telle matrice à deux dimensions, grâce à la combinaison des images de défauts de mêmes dimensions.

En effet, l'évaluation conjointe de défauts orientés selon l'axe  $\vec{i}$  et de défauts identiques orientés selon l'axe  $\vec{j}$  permet d'obtenir pour une même dimension trois signatures différentes. La figure 3.12

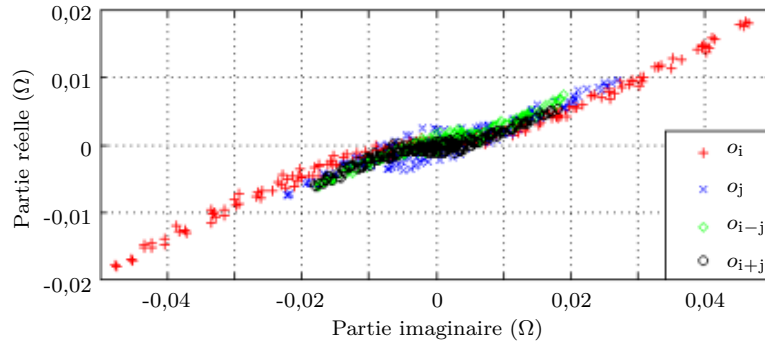


FIG. 3.11 – Signatures superposées des défauts d’une longueur de 200  $\mu\text{m}$  dans les différentes orientations, acquisitions à 7 MHz avec les bobines micromoulées, stratégie ERE–

schématise ces trois modes d’acquisition équivalents, dans le cas des stratégies à trois microbobines <sup>6</sup>. Le signal CF du défaut  $o_i$  est conservé sans modification, tandis que celui du défaut  $o_j$  équivaut, après avoir subi une rotation, à l’acquisition effectuée pour un défaut  $o_i$  par trois microbobines situées en ligne sur l’axe  $\vec{j}$ . Enfin, la somme en chaque point de mesure de ces deux signaux correspond à ce qui peut être réalisé simultanément par deux lignes de microbobines perpendiculaires. Chacun des trois signaux résultant de ces modes est noté, conformément à la figure 3.12,

- $m_{\parallel i}$  pour le signal CF du défaut  $o_i$  ;
- $m_{\perp i}$  pour le signal CF du défaut  $o_j$  après rotation horaire ;
- $m_{c,i}$  pour le signal CF somme des deux modes précédents (mode combiné).

De plus, la même combinaison peut être effectuée pour les acquisitions des défauts orientés à  $45^\circ$  et donne les signaux notés

- $m_{\parallel ij}$  pour le signal CF du défaut  $o_{i-j}$  ;
- $m_{\perp ij}$  pour le signal CF du défaut  $o_{i+j}$  après rotation horaire ;
- $m_{c,ij}$  pour le signal CF somme des deux modes précédents (mode combiné).

L’utilité de cette combinaison est par exemple compréhensible en termes de détection. Un défaut d’une dimension donnée produit un signal beaucoup plus intense s’il est parallèle à l’orientation de la sonde que s’il est perpendiculaire. Cela signifie que la détection de ce défaut dépend certainement de son orientation. Le mode combiné  $m_{c,i}$  produit un signal équivalent pour les deux orientations perpendiculaires de défaut et permet de détecter de façon équivalente deux défauts suivant ces deux orientations.

### 3.3 D’autres prétraitements

Les signaux CF bruts après acquisition nécessitent quelques traitements préliminaires à la transformation en amplitude principale et à leur utilisation dans les algorithmes de détection et de caractérisation décrits aux chapitres 4 et 5. Trois prétraitements sont réalisés :

- **filtrage de type moyennage**

Un filtrage bidimensionnel est effectué indépendamment sur la partie réelle et sur la partie imaginaire de chaque signal CF complexe. Ce filtrage de type moyennage a pour but de supprimer

<sup>6</sup>Pour la stratégie E/R à une seule microbobine, ce genre de considération est sans intérêt. En effet, la sonde n’a alors pas de direction privilégiée, et chaque défaut est vu de la même façon indépendamment de son orientation. Pour la stratégie ER à deux microbobines, il serait éventuellement possible de concevoir de telles combinaisons, nécessairement différentes de celles définies ici. Cela n’a pas été fait, les stratégies ERE– et RER étant *a priori* plus intéressantes en termes de performances.



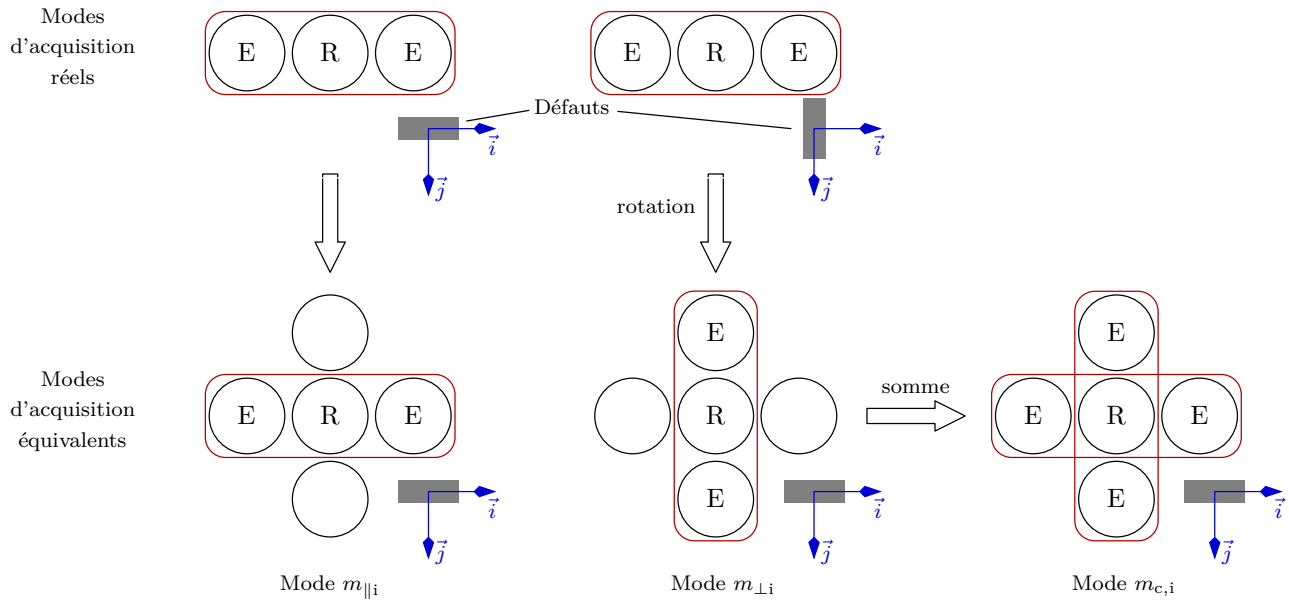


FIG. 3.12 – Schéma des différents modes d'acquisition équivalents pour un même défaut

les variations franches entre deux pixels voisins et de limiter l'influence des points « aberrants ». Dans le domaine fréquentiel, il est équivalent à un filtrage de type passe-bas, atténuant les hautes fréquences spatiales.

- **centrage des valeurs complexes**

La soustraction uniforme de la valeur moyenne calculée hors de la zone de signal utile est réalisée, indépendamment sur la partie réelle et sur la partie imaginaire de chaque signal CF. Les signaux CF traités sont donc à valeur moyenne nulle hors de la zone de signal utile.

- **centrage spatial**

Les zones de « masque » où seront appliqués les algorithmes de détection et de caractérisation doivent être parfaitement positionnées par rapport aux défauts évalués, afin de reproduire de façon systématique le même comportement sur ces défauts calibrés. Cependant, le positionnement mécanique du dispositif n'est pas assuré précisément, malgré le pas spatial très faible ( $12,5 \mu\text{m}$ ) du bras robotisé, car la pièce est positionnée manuellement. Une variation du centre spatial du signal CF autour de la position attendue a ainsi été observée sur les données brutes. Cette variation est au maximum de l'ordre de  $200 \mu\text{m}$ , ce qui reste faible mais néanmoins non négligeable à l'échelle des dimensions des défauts. Un centrage spatial est effectué sur le module après soustraction de la moyenne, par une reconnaissance basique de forme des signaux CF<sup>7</sup>.

### 3.4 La décimation

Les signaux CF présentés dans ce chapitre ne sont pas des signaux continus. Ils sont quantifiés dans les valeurs de leurs parties réelle et imaginaire, parce que l'impédancemètre utilisé est numérique avec un pas de quantification de  $1 \text{ m}\Omega$  en résistance et en réactance. Cette quantification n'est pas importante ici, car les dynamiques typiques des signaux CF observés sont plus de 10 fois supérieures à cette valeur. D'autre part, ils sont échantillonnés dans l'espace, par l'utilisation d'un système robotisé et la prise de mesure discrète avec un pas d'échantillonnage spatial choisi à  $100 \mu\text{m}$  ou  $200 \mu\text{m}$ .

<sup>7</sup>Les signaux CF provenant des stratégies d'émission-réception, comme le montrent les figures 3.2, 3.3 et 3.11, possèdent deux symétries : une symétrie selon l'axe  $\vec{j}$ , et une antisymétrie selon l'axe  $\vec{i}$ . Ces symétries peuvent être déterminées par une « autoconvolution », comme cela est le cas dans les scripts produits pour cette étude.



### 3.4.1 Pourquoi la décimation ?

Dans l'optique d'une acquisition dans des conditions réalistes, la rapidité d'exécution est un facteur essentiel à la viabilité d'un système de CND. Il a déjà été dit dans le chapitre 1 que la technique des CF compte parmi ses avantages la rapidité d'acquisition, car l'établissement des courants induits et des champs électromagnétiques est quasi-immédiate, contrairement par exemple à la technique des ultrasons qui nécessite une propagation à la vitesse du son dans le matériau inspecté, ou à la radiographie qui nécessite un temps de pose pour imprégner le film sensible. Il a de plus été expliqué dans la section 2.1.1 que l'intérêt principal des sondes multiéléments est de diminuer le temps d'acquisition en prenant des mesures sans déplacement mécanique.

Le temps total entre deux mesures de transimpédance, comprenant le temps de déplacement (pour un pas de 100  $\mu\text{m}$ ), le temps de mesure et le temps de stockage des données, a été évalué à 0,37 s dans le cas des acquisitions présentées précédemment. Cela signifie que l'inspection d'une surface de 2 mm de côté soit  $21^2 = 441$  points, comme dans le cas des signaux CF présentés aux figures 3.3 ou 3.10, nécessite près de 3 minutes ; une évaluation d'une zone de 2 cm de côté nécessite un temps 100 fois plus grand. Cette durée n'est pas compatible avec des impératifs industriels. Pour être davantage réaliste, deux méthodes existent :

- **effectuer plusieurs mesures simultanées**, à l'aide d'une matrice multiéléments ;
- **relever un nombre plus faible de mesures** en augmentant le pas d'échantillonnage spatial de déplacement de la sonde.

Les deux démarches peuvent être menées conjointement. Par exemple, une matrice multiéléments à deux dimensions de bobines micromoulées est capable, sans déplacement mécanique, de prendre au mieux une mesure tous les millimètres<sup>8</sup> suivant les deux directions. Ceci est possible sans déplacement, par conséquent dans un temps très faible, par l'intermédiaire d'un multiplexage temporel entre les différents groupes de microbobines. Pour obtenir un pas d'échantillonnage spatial de 100  $\mu\text{m} = \frac{1}{10}$  mm sur une zone aussi large que la sonde, il suffit de prendre un jeu de mesures dans  $10 \times 10 = 100$  positions différentes de la sonde, ce qui demanderait un temps d'exécution nettement plus faible que pour une sonde de trois microbobines en ligne balayant mécaniquement la surface. En augmentant le pas d'échantillonnage spatial à 500  $\mu\text{m}$ , il suffit alors de réaliser seulement 4 jeux de mesures, le temps d'acquisition devient alors très faible.

Les acquisitions effectuées dans le cadre de ces travaux permettent de simuler ce comportement et les résultats qu'il pourrait apporter. Pour ce faire, une décimation des signaux CF mesurés est opérée. Il s'agit simplement de prendre, sur chaque axe du plan d'acquisition, une mesure toutes les  $n_d = pas/100 \mu\text{m}$ , où *pas* est le pas d'échantillonnage spatial du signal CF après décimation et 100  $\mu\text{m}$  le pas des acquisitions originales.  $n_d$  est appelé facteur de décimation.

La valeur du facteur de décimation sera comprise dans la suite de ce document entre 1 et 10.  $n_d = 1$  correspond à aucune décimation et un signal CF décimé identique au signal CF originalement acquis, tandis que  $n_d = 10$  correspond à un pas d'échantillonnage spatial pour le signal CF décimé égal à 1 mm, c'est-à-dire aucun déplacement mécanique de la matrice de microbobines de deux dimensions qui aurait pu réaliser l'acquisition.

### 3.4.2 Le critère de Nyquist-Shannon

Les signaux CF sont des signaux complexes bidimensionnels. Comme pour des signaux temporels, il est possible d'analyser les variations de ces signaux à l'aide du calcul du contenu fréquentiel. Ce genre d'analyse est usuellement mené à l'aide d'outils comme la transformée de Fourier discrète (TFD)

---

<sup>8</sup>Il s'agit de la largeur des bobines micromoulées.

$S(f_i, f_j)$ , qui pour le signal  $s(n_i, n_j)$  s'écrit<sup>9</sup>

$$S(f_i, f_j) = \sum_{n_i=0}^{N_i-1} \sum_{n_j=0}^{N_j-1} s(n_i, n_j) \exp(-2\pi i (f_i n_i T_e + f_j n_j T_e))$$

où  $N_i$  et  $N_j$  sont les nombres de points de mesure suivant les axes  $\vec{i}$  et  $\vec{j}$ ,  $T_e$  la période d'échantillonnage spatial soit le pas de mesure, en mm,  $f_i$  et  $f_j$  les fréquences spatiales en  $\text{mm}^{-1}$ . La TFD a la propriété d'être périodique de période  $1/T_e$ . La figure 3.13 représente les modules des TFD des deux signaux CF des figures 3.2 et 3.3 pour les couples  $(f_i, f_j)$  vérifiant

$$(f_i, f_j) \in \left[ -\frac{1}{2T_e}, \frac{1}{2T_e} \right]^2$$

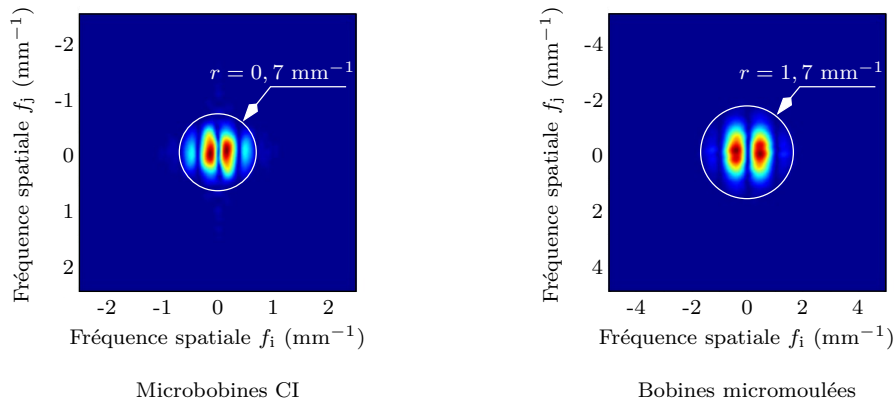


FIG. 3.13 – Module des transformées de Fourier discrètes des signaux CF représentés aux figures 3.2 et 3.3

L'énergie du signal est fréquemment contenue à 98% dans un cercle centré de rayon  $0,7 \text{ mm}^{-1}$  pour la sonde à microbobines CI et  $1,7 \text{ mm}^{-1}$  pour celle à bobines micromoulées. L'échantillonnage est équivalent fréquemment à un filtrage passe-bas, de fréquence spatiale l'inverse du pas d'échantillonnage. Si cette fréquence est trop faible, un effet de recouvrement de spectre ou *aliasing* apparaît sur les plus hautes fréquences du spectre du signal. Un échantillonnage correct d'un signal doit permettre de reconstruire le signal original par interpolation. Le théorème de Nyquist-Shannon annonce que pour effectuer un tel échantillonnage, il faut une fréquence d'échantillonnage  $F_e$  au moins supérieure au double de la fréquence maximale du signal, soit

$$F_e \geq 2 F_{\max}$$

ou encore

$$T_e \leq \frac{1}{2 F_{\max}}$$

Ici, cela signifie un pas d'échantillonnage spatial maximal de  $0,7 \text{ mm}$  pour la sonde à microbobines CI et  $0,3 \text{ mm}$  pour celle à bobines micromoulées. Ces valeurs correspondent, pour chaque technologie de microbobines, à peu près au tiers de la largeur des lobes observés sur les images CF et au triple du pas d'échantillonnage choisi pour réaliser les acquisitions, soit un facteur de décimation  $n_d = 3$ . Les résultats des algorithmes de détection et caractérisation risquent d'être fortement affectés par un facteur de décimation plus grand.

<sup>9</sup>En pratique, il est d'usage de réaliser une opération appelée « bourrage de zéros », consistant à agrandir la taille de  $s$  jusqu'à une valeur  $(N + P)^2$  en remplissant les nouveaux pixels de zéros. Le premier intérêt est d'améliorer la résolution spatiale, car la taille de  $S$  est égale à celle de  $s$  pour des valeurs de fréquences spatiales inchangées. Le deuxième intérêt, plus particulièrement si  $N + P$  est une puissance de 2, est de pouvoir tirer parti au maximum des algorithmes de calcul de transformées de Fourier rapide, qui fonctionnent par décomposition de l'expression de la TFD.

### 3.4.3 Le problème du positionnement

La simulation du comportement réaliste de la sonde, avec un pas d'échantillonnage spatial supérieur à celui des acquisitions réalisées, requiert une décimation des signaux CF mesurés. Cette décimation, qui consiste à ne considérer qu'un point de mesure sur  $n_d$ , signifie avoir  $n_d^2$  possibilités de positionnement des points de mesure choisis par rapport au bord de l'image CF originale. La figure 3.14 montre l'exemple d'une image à partir de laquelle est réalisée une décimation d'un facteur  $n_d = 5$ , selon le choix du premier point de mesure aux coordonnées  $(n_i, n_j)$ . Chaque cadre représente une des 25 images possibles. Chaque image possède des points (entourés) différents de ceux des autres images, choisis parmi les points de l'image originale (non entourés).

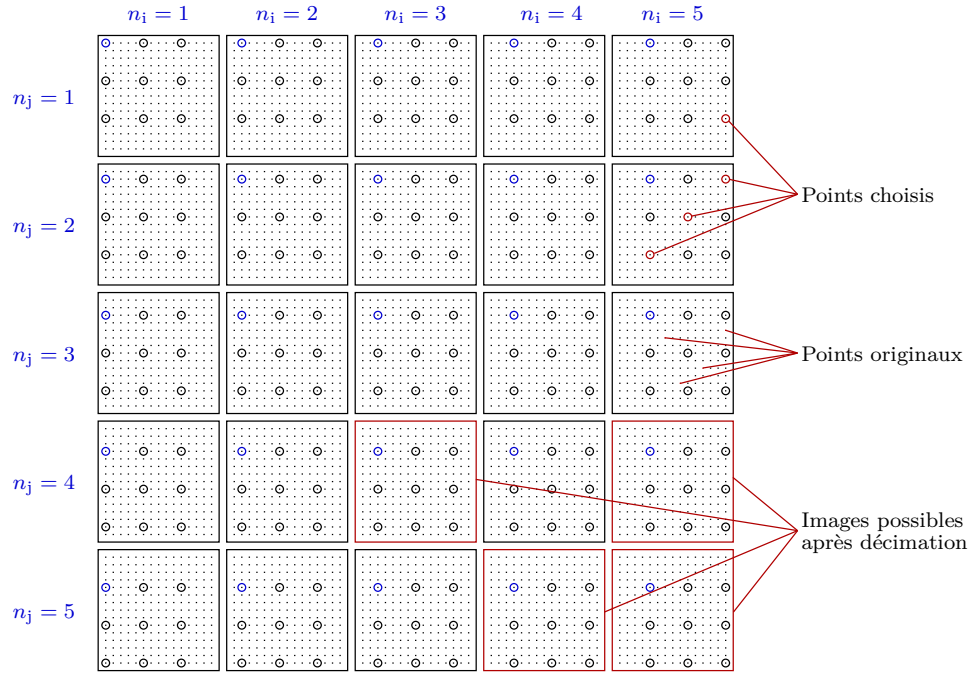


FIG. 3.14 – Schématisation du problème de positionnement initial pour la décimation, pour  $n_d = 5$

La dynamique d'un signal CF est la différence entre les valeurs maximale et minimale de l'amplitude principale. Elle dépend de  $n_d$  ainsi que du choix du premier point de mesure  $(n_i, n_j)$ . Elle est par conséquent notée  $D_{n_d}(n_i, n_j)$ , avec nécessairement  $(n_i, n_j) \in [1, n_d]^2$ . Pour le cas particulier  $n_d = 1$  (pas de décimation), est posée pour simplifier la notation  $D_1 = D_1(1, 1)$ .

La figure 3.15 trace, en fonction du facteur de décimation, la dynamique des signaux CF après décimation, relativement à la dynamique du signal original. Le signal original est obtenu pour le défaut « exemple » avec la sonde à bobines micromoulées. La courbe supérieure est la moyenne sur l'ensemble des images décimées, obtenue par la formule

$$D_{\text{moy}} = \sum_{(n_i, n_j) \in [1, n_d]^2} \frac{D_{n_d}(n_i, n_j)}{n_d^2 D_1} \quad (3.8)$$

où  $D_{n_d}(n_i, n_j)$  est la dynamique du signal CF décimé d'un facteur  $n_d$  et auquel appartient le point de mesure aux coordonnées originales  $(n_i, n_j)$ . Il est aussi intéressant de connaître le minimum des dynamiques des signaux CF décimés

$$D_{\text{min}} = \min_{(n_i, n_j) \in [1, n_d]^2} \frac{D_{n_d}(n_i, n_j)}{D_1} \quad (3.9)$$

qui donne l'importance de la plus grande dégradation engendrée par la décimation.

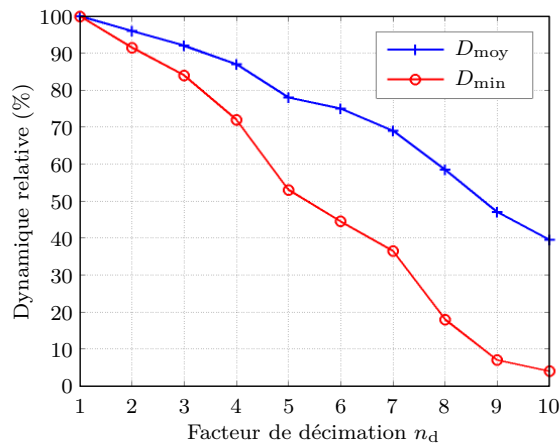


FIG. 3.15 – Dynamique des signaux CF après décimation relativement à la dynamique du signal original, pour le défaut « exemple »

Le processus de décimation dégrade les signaux CF en termes de dynamique quasi-linéairement avec le facteur de décimation  $n_d$ . Si  $n_d \leq 3$ , les différents positionnements donnent des signaux CF assez équivalents : la dynamique relative moyenne est supérieure à 90%, la dynamique relative minimale à 85%. À partir de  $n_d = 5$ , certains couples  $(n_i, n_j)$  produisent une chute de dynamique supérieure à 50%. Enfin, au-dessus de  $n_d = 9$ , plus de 50% de la dynamique est perdue en moyenne.

Les deux courbes présentées à la figure 3.15 sont en fait quasiment indépendantes des dimensions du défaut évalué et des conditions de mesure. En effet, aucun de ces paramètres ne modifie substantiellement la forme de ces courbes ni les valeurs données au paragraphe précédent.

### 3.5 Le suréchantillonnage

Les signaux CF produits par la décimation des signaux originaux simulent des acquisitions qui seraient réellement réalisées avec un pas d'échantillonnage spatial grand. Deux problèmes se posent pour l'exploitation automatique de ces signaux CF :

- **le signal est dégradé**, en dynamique notamment, ce qui peut par exemple conduire à une confusion entre des signaux CF provenant de différents défauts ;
- **le signal comporte peu de points de mesure**, car leur nombre de points de mesure est divisé par  $n_d^2$ . Cela est néfaste pour les performances des traitements (quantification de la qualité du signal, détection, caractérisation).

Pour remédier à ces deux problèmes, un suréchantillonnage<sup>10</sup> est effectué sur les signaux décimés. Cette technique consiste à insérer un nombre  $(n_e - 1)$  de nouveaux échantillons entre deux points de mesure existants, et à déterminer la valeur du signal CF en ces points à partir d'une interpolation des valeurs du signal existant.  $n_e$  est appelé le facteur de suréchantillonnage.

<sup>10</sup>Le terme « suréchantillonnage » a deux sens. Il peut désigner

- l'échantillonnage initial d'un signal analogique qui serait effectué avec une fréquence d'échantillonnage bien supérieure à la limite du théorème de Nyquist-Shannon. Cette technique, très utilisée dans le domaine audio-vidéo pour les applications haute-fidélité (convertisseurs analogiques-numériques, chaînes hifi, vidéo HD...), réduit fortement les risques de repliement de spectre et augmente le rapport signal sur bruit.
- le fait de rééchantillonner, c'est-à-dire échantillonner numériquement à nouveau un signal numérique, mais en ajoutant des points de mesures entre ceux déjà présents. C'est précisément cette acception qui est utilisée ici.

Un signal CF suréchantillonné avec un facteur de suréchantillonnage possède un nombre de points de mesure  $n_e$  fois plus grand que son signal originel. Comme pour le facteur de décimation,  $n_e = 1$  correspond à un suréchantillonnage inopérant.

Le processus de décimation/suréchantillonnage est réalisé séparément sur la partie réelle et sur la partie imaginaire de chaque signal CF. Les signaux traités ici sont par conséquent réels.

### 3.5.1 L'interpolation

Pour réaliser cette opération de suréchantillonnage, il est nécessaire de choisir une méthode d'interpolation parmi celles existantes.

L'interpolation « au plus proche voisin » consiste à affecter à tout nouveau point de mesure la valeur du signal bidimensionnel échantillonné  $(n_i, n_j) \mapsto s(n_i, n_j)$  au point de mesure original le plus proche. Cette technique, qui résout correctement le deuxième problème posé précédemment, n'est d'aucune utilité pour le premier.

L'interpolation linéaire consiste à relier linéairement les valeurs aux points de mesure existants. Pour chaque échantillon  $(x_i, x_j)$  inséré entre les points  $(n_i, n_j)$  et  $(n_i + 1, n_j + 1)$ , la valeur du signal s'écrit

$$\begin{aligned} s_e(x_i, x_j) &= s(n_i, n_j) \\ &+ [s(n_i + 1, n_j) - s(n_i, n_j)] (x_i - n_i) + [s(n_i, n_j + 1) - s(n_i, n_j)] (x_j - n_j) \\ &+ [s(n_i + 1, n_j + 1) + s(n_i, n_j) - s(n_i + 1, n_j) - s(n_i, n_j + 1)] (x_i - n_i) (x_j - n_j) \end{aligned}$$

Les signaux CF ainsi suréchantillonnés ont des valeurs assez éloignées de celles du signal avant décimation. En effet, l'évolution du signal CF entre deux points n'est pas rectiligne mais davantage curviligne. Lorsque cette évolution est concave, les valeurs suréchantillonnées sont systématiquement sous-estimées.

L'interpolation polynomiale ou lagrangienne génère un unique polynôme à deux variables passant par tous les points de mesure existants, et définissant les valeurs pour les nouveaux points de mesure. Ce polynôme est défini par une équation à chaque point de mesure, soit un ensemble de  $N_i N_j$  équations. Il est donc d'un rang élevé, ce qui rend le calcul très complexe. De plus, cette technique est sujette à des problèmes de stabilité lorsque le nombre de points de mesure augmente (phénomène de Runge).

L'interpolation par fonction *spline*<sup>11</sup> utilise une fonction  $(x_i, x_j) \mapsto S_p(x_i, x_j)$  de degré  $k$  servant à interpoler le signal.  $S_p$  est une fonction définie par morceau. Sur chaque intervalle bidimensionnel  $[n_i - 1, n_i], [n_j - 1, n_j]$ , elle est égale à un polynôme à deux variables  $(x_i, x_j)$  d'ordre  $k$  :

$$\forall (n_i, n_j) \in [1, N_i - 1] \times [1, N_j - 1], \quad \forall (x_i, x_j) \in [n_i - 1, n_i] \times [n_j - 1, n_j] \quad S_p(x_i, x_j) = P_{n_i, n_j}(x_i, x_j)$$

vérifiant l'égalité entre  $S_p$  et  $s$  aux points de mesure, soit

$$\begin{aligned} P_{n_i, n_j}(n_i, n_j) &= s(n_i, n_j) \\ P_{n_i, n_j}(n_i - 1, n_j) &= s(n_i - 1, n_j) \\ P_{n_i, n_j}(n_i, n_j) &= s(n_i, n_j) \\ P_{n_i, n_j}(n_i, n_j - 1) &= s(n_i, n_j - 1) \end{aligned}$$

Chaque polynôme possède

$$n_c = \frac{(k+1)(k+2)}{2}$$

<sup>11</sup>Le terme *spline* est un terme anglais signifiant « latte », ou plus particulièrement « cerce » : la cerce est un outil utilisé dans les métiers de la construction qui, sous la forme d'une latte flexible en bois, permet de tracer des courbes harmonieuses à rayon de courbure non constant, impossibles à tracer à l'aide un compas.

coefficients qu'il faut déterminer. Il faut alors  $(N_i - 1)(N_j - 1)n_c$  équations pour déterminer l'ensemble des coefficients des polynômes qui composent  $S_p$ . En supposant que  $S_p$  est de classe  $C^{k-1}$ , ou continûment dérivable  $k - 1$  fois, suivant les deux axes, il vient

$$\forall r \in [1, k - 1], \quad \forall (p, q) \text{ tel que } p + q = r, \quad \forall (n_i, n_j) \in [0, N_i - 2] \times [0, N_j - 2],$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial^r P_{n_i, n_j}(n_i, n_j)}{\partial x_i^p \partial x_j^q} &= \frac{\partial^r P_{n_i+1, n_j}(n_i, n_j)}{\partial x_i^p \partial x_j^q} \\ \frac{\partial^r P_{n_i, n_j}(n_i, n_j)}{\partial x_i^p \partial x_j^q} &= \frac{\partial^r P_{n_i, n_j+1}(n_i, n_j)}{\partial x_i^p \partial x_j^q} \end{aligned}$$

Une fois les coefficients des  $P_{n_i, n_j}$  déterminés, l'interpolation est réalisée par simple correspondance

$$\forall (x_i, x_j) \in [0, n_e(N_i - 1)] \times [0, n_e(N_j - 1)] \quad s_e(x_i, x_j) = S_p\left(\frac{x_i}{n_e}, \frac{x_j}{n_e}\right)$$

L'interpolation par fonction *spline* cubique, composées de polynômes de degré 3, a été choisie. Il s'agit de la méthode comportant le meilleur compromis entre rapidité d'exécution et minimisation de l'erreur. La dérivabilité apporte en particulier un caractère beaucoup plus « lisse » au signal produit qu'avec l'interpolation linéaire, ce qui correspond bien aux variations relativement curvilignes des signaux CF originaux.

### 3.5.2 Influence du facteur de décimation

Le principal objectif du suréchantillonnage opéré ici est de pallier les dégradations des signaux CF engendrées par la décimation précédente, afin de rendre cette décimation, qui répond à un besoin réel, le moins influente possible. La figure 3.16 compare les dynamiques relatives obtenues à la sous-section précédente (figure 3.15) par les équations 3.8 et 3.9, notées  $D_{\text{moy}}$  et  $D_{\text{min}}$  à celles obtenues après un suréchantillonnage réalisé avec un facteur  $n_e$  égal au facteur de décimation  $n_d$ , notées  $D_{\text{moy},e}$  et  $D_{\text{min},e}$ .

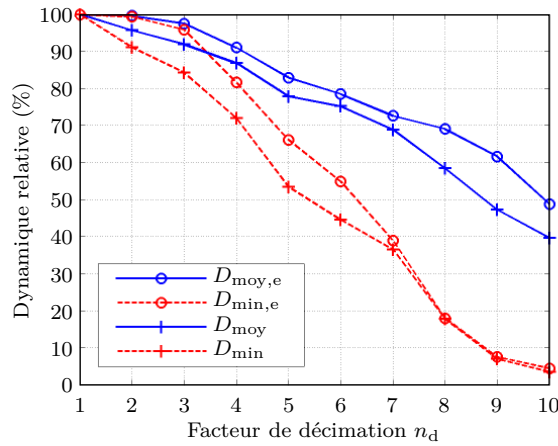


FIG. 3.16 – Dynamique des signaux CF après décimation et suivi ou non de suréchantillonnage, relativement à la dynamique du signal original, pour  $n_e = n_d$

Pour  $n_d \leq 3$ , la dynamique relative est fortement rapprochée des 100% (respectivement plus de 97% et 95% pour la moyenne et le minimum). Cela s'explique par la conclusion du théorème de Nyquist-Shannon (cf. sous-section 3.4.2) : pour  $n_d \leq 3$  ou pour un pas d'échantillonnage spatial inférieur à 0,3 mm, le signal CF peut être normalement correctement reconstruit, ce qui ici est traduit par une perte maximale de seulement 5% en dynamique. Dans le cas où  $n_d > 3$ , la persistance de la

dégradation des signaux CF est nettement visible, malgré une amélioration de la dynamique relative non négligeable, comprise entre 5 et 10%. Enfin, il est remarquable que pour  $n_d \geq 7$ , la dynamique relative minimale n'est absolument pas modifiée par le suréchantillonnage, ce qui signifie que certains positionnements engendrent des signaux totalement bruités et inutilisables pour la détection de défauts.

### 3.5.3 Influence du facteur de suréchantillonnage

Les résultats présentés à la figure 3.16 sont relatifs à une décimation des signaux CF originalement acquis, suivie d'un suréchantillonnage de facteur  $n_e$  égal à  $n_d$ . Le choix de la valeur de  $n_e$  doit répondre à deux critères contradictoires :

- résoudre au mieux les problèmes engendrés par la décimation exposés précédemment ;
- ne pas entraîner une quantité de données trop importante à traiter.

En effet, pour un  $n_e$  fixé, l'échantillonnage multiplie le nombre d'échantillons par  $n_e^2$ , ce qui peut très vite, si  $n_e$  est surdimensionné, poser des problèmes de stockage et ralentir fortement l'exécution des traitements ultérieurs. La figure 3.17 montre l'évolution, pour  $n_d$  fixé à 3 en tant que valeur optimale définie plus haut, des dynamiques relatives moyenne et minimale en fonction de  $n_e$ . Si  $n_e < n_d$ , la dégradation apportée par la décimation n'est pas compensée. À partir de  $n_e = n_d$ , l'évolution de cette compensation est assez faible, autant en moyenne que sur le signal le plus dégradé. En moyenne, la différence entre  $n_e = 3$  et  $n_e = 10$  n'est que de 1%.

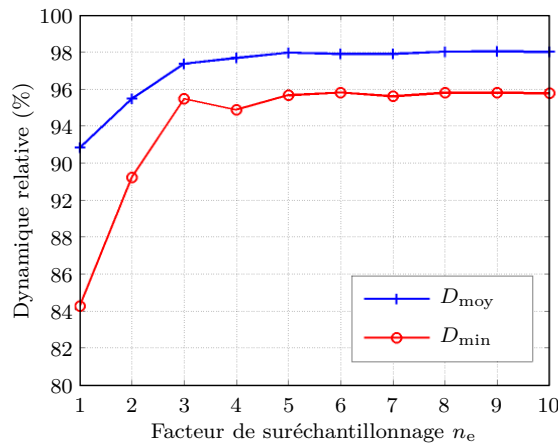


FIG. 3.17 – Dynamique des signaux CF après décimation avec  $n_d = 3$ , suivie de suréchantillonnage, relativement à la dynamique du signal original

Ce comportement, montré ici pour  $n_d = 3$ , a été expérimentalement vérifié pour l'ensemble des mesures effectuées et pour un facteur de décimation variant de 1 à 10. Le meilleur choix du facteur de suréchantillonnage est ainsi assimilable à  $n_e = n_d$ .

## 3.6 Le rapport signal sur bruit

La mesure de la dynamique des signaux CF peut servir à quantifier la « qualité » de ces signaux, lorsqu'il s'agit d'une comparaison à une référence commune réalisée dans des conditions similaires, comme à la section précédente. Si au contraire les conditions de mesure varient, les signaux correspondants n'ont pas de lien entre eux et comparer la dynamique n'a plus aucun sens physique. C'est pourquoi une autre mesure est souvent utilisée : le rapport signal sur bruit (RSB).



### 3.6.1 Pourquoi quantifier la qualité d'un signal ?

Les acquisitions faites dans le cadre de ces travaux balayent des conditions de mesure assez larges. En particulier, trois conditions de mesure seront considérées dans la suite :

- **deux technologies de microbobines** sont utilisées (cf. section 2.2) ;
- **cinq stratégies d'émission-réception** sont mises en œuvre (cf. section 2.5) ;
- **une dizaine de fréquences d'excitation** sont appliquées (cf. sous-section 2.3.1).

Il est utile d'essayer de déterminer l'influence de chacune de ces trois conditions de mesure, en termes d'efficacité de la sonde à multiéléments, notamment afin de pouvoir déterminer le jeu de conditions le plus efficace s'il existe.

Ces classements doivent être effectués selon un ou des critères objectifs, calculables pour toutes les conditions de mesure, à partir de chaque signal CF ou de l'ensemble des acquisitions. Le chapitre 4 met en place un algorithme de détection et une méthode permettant de quantifier la qualité statistique de détection d'un grand nombre de signaux CF acquis dans des conditions identiques. Un calcul plus simple et individuel peut consister à l'établissement du rapport signal sur bruit de chaque signal CF.

### 3.6.2 Le calcul du rapport signal sur bruit

Le bruit de la mesure dépend très fortement des trois conditions de mesure. En effet, le bruit de mesure est supérieur en général dans cette application au bruit de quantification de l'impédancemètre (quantum numérique d'échantillonnage de 1 mΩ). Il est donc lié principalement à la transimpédance de la sonde « à vide », qui est fonction de ces conditions de mesure. La qualité du signal CF considéré est directement affectée par le niveau de bruit, et il est nécessaire de le prendre en compte pour quantifier cette qualité.

La qualité d'un signal dépend aussi directement de la dynamique du signal. Si, pour une dynamique donnée, la qualité du signal est inversement proportionnelle au niveau de bruit, à l'opposé, pour un niveau de bruit donné, la qualité du signal est proportionnelle à sa dynamique. Une définition appelée PSNR (*peak signal-to-noise ratio*, rapport signal maximal sur bruit) reprend cette idée et s'exprime pour un signal  $s(n_i, n_j)$  à valeur moyenne nulle<sup>12</sup> par

$$PSNR = 20 \log \left( \frac{\max_{(n_i, n_j) \in [1, N_i] \times [1, N_j]} |s(n_i, n_j)|}{\sqrt{\frac{1}{\ell_{zhd}} \sum_{(n_i, n_j) \in zhd} s(n_i, n_j)^2}} \right)$$

où  $zhd$  est la zone hors défaut, choisie distinctement de la zone de signal utile et suffisamment éloignée du défaut pour que l'hypothèse que le défaut n'influence pas le signal puisse être vérifiée et  $\ell_{zhd}$  est la taille totale en points de mesure de cette zone. L'utilisation du logarithme permet de réduire l'échelle de valeurs, ce qui est particulièrement utile quand les dynamiques à comparer sont différentes de plusieurs ordres de grandeur. Le PSNR est exprimé en décibels.

Cependant, le calcul du PSNR accorde une grande influence à un unique point de mesure parmi l'ensemble, celui pour lequel la valeur du signal est la plus grande. Si une erreur de mesure arrive sur ce point précis, elle est directement reportée dans l'expression et la valeur finale du PSNR. Le calcul est par conséquent peu robuste vis-à-vis du bruit. Pour remédier à ce problème, le calcul du RSB choisi prend en compte les valeurs du signal CF sur une « zone de défaut »  $zd$ , centrée sur la position du

<sup>12</sup>Ici, le choix du signal d'intérêt se fera entre l'amplitude principale et le module du signal CF. Dans le cas du module, il est bien question d'annuler la valeur moyenne complexe de la transimpédance mesurée, et non de retirer artificiellement la valeur moyenne du module qui par définition est toujours positif.



défaut et d'une taille toujours identique<sup>13</sup>, correspondant à la zone de signal utile. La valeur efficace du signal CF est calculée sur cette zone, ce qui donne

$$RSB = 20 \log \left( \frac{\sqrt{\frac{1}{\ell_{zd}} \sum_{(n_i, n_j) \in zd} s(n_i, n_j)^2}}{\sqrt{\frac{1}{\ell_{zhd}} \sum_{(n_i, n_j) \in zhd} s(n_i, n_j)^2}} \right)$$

où  $\ell_{zd}$  est la taille totale en points de mesure de cette zone.

Pour analyser ces valeurs de RSB, un critère reconnu est le critère de Rose[BSLB01] : si la valeur de  $RSB$  est inférieure à 7 dB<sup>14</sup>, alors il sera difficile de reconnaître l'information cherchée au sein du signal, à cause d'un bruit trop important. Ce critère est expérimentalement assez bien vérifié sur les acquisitions réalisées.

### 3.6.3 Comparaison des conditions de mesure

Le calcul du RSB permet de comparer la qualité des signaux CF et par suite l'efficacité de la sonde en fonction des conditions de mesure. La figure 3.18 présente les résultats obtenus pour l'ensemble des stratégies d'émission-réception, en fonction de la fréquence des courants d'excitation et pour chacune des deux technologies de microbobines. Chaque défaut correspond à un signal de dynamique différente, de RSB différent : un seul défaut est pris en compte pour les valeurs portées par ces courbes. Il s'agit du défaut « exemple », d'une longueur de 200  $\mu\text{m}$  suivant l'axe  $\vec{i}$ , d'une profondeur de 400  $\mu\text{m}$  et d'une largeur de 100  $\mu\text{m}$  suivant l'axe  $\vec{j}$ . Néanmoins, tous les résultats des comparaisons obtenus dans cette sous-section ont été vérifiés comme valables pour l'ensemble des acquisitions.

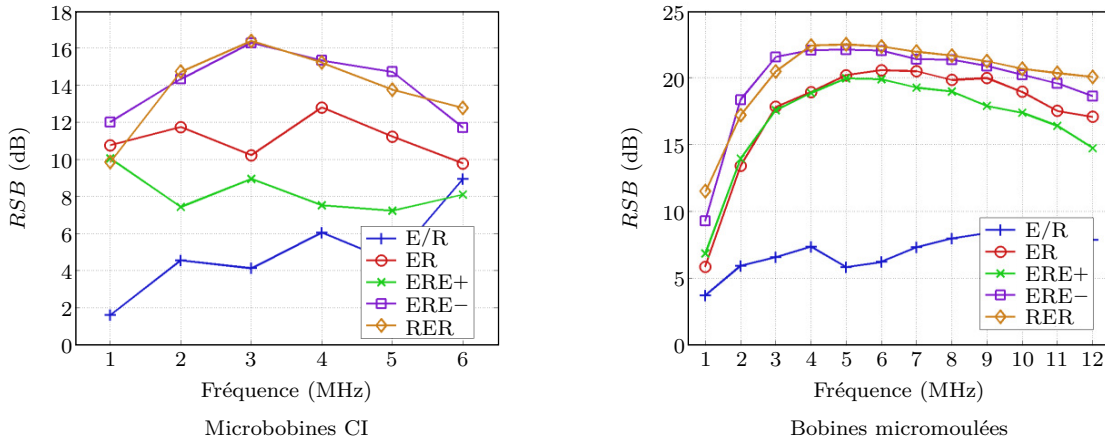


FIG. 3.18 – Rapport signal sur bruit en fonction de la fréquence, pour le défaut « exemple »

Deux stratégies d'émission-réception se détachent assez nettement des autres : les stratégies différentielles, ERE<sup>-</sup> et RER offrent globalement de plus importants RSB. Ensuite, les stratégies absolues à plusieurs éléments, ERE<sup>+</sup> et ER sont équivalentes, en particulier pour la sonde à bobines micromoulées. Cela est certainement dû à la précision de la mesure, qui a été *a priori* meilleure pour cette

<sup>13</sup>En pratique, les deux types de microbobines ayant des dimensions différentes, la « zone de défaut » est prise égale à un carré de 5,6 mm de côté pour les signaux venant des microbobines CI, et 2 mm de côté pour les signaux venant des bobines micromoulées.

<sup>14</sup>Le critère de Rose annonce en réalité qu'il faut un rapport linéaire des puissances du signal et du bruit égal à 5. Cela équivaut ici, avec l'expression de  $RSB$  en décibels, à une limite de  $10 \log(5) = 7,0$  dB.

technologie de microbobines, des effets de types résonance ayant quelque peu perturbé certaines acquisitions faites avec les microbobines CI<sup>15</sup>. Enfin, ces courbes montrent que la stratégie à microbobine seule est beaucoup moins efficace que les autres, à tel point que le critère de Rose s'applique pour la plupart des fréquences avec la sonde à microbobines CI.

Pour chacun des deux types de sonde, la forte correspondance des deux meilleures courbes s'explique par le fait que les deux stratégies sont en réalité équivalentes en considérant chaque groupe de deux microbobines émission-réception séparément. Comme cela a été vu à la sous-section 3.1.1.2, les deux groupes dans le cas de la stratégie ERE– fonctionnent indépendamment, réalisant au sein de l'image CF chacun des deux lobes. Il en est de même dans le cas de la stratégie RER, ce qui conduit à un fonctionnement global identique.

En termes de fréquence, les conclusions sont différentes en fonction de la technologie des microbobines utilisée :

- Pour la sonde à microbobines CI, 3 MHz est la meilleure fréquence.
- Pour la sonde à bobines micromoulées, une plage de fréquences allant globalement de 4 MHz à 7 MHz semble donner des résultats équivalents.

Cette différence s'explique par les géométries et les propriétés électriques des éléments sensibles.

Enfin, il est utile de signaler que dans le cas du défaut « exemple », le RSB maximal obtenu est 22,5 dB. En fonction de la dimension des défauts, la valeur du RSB varie, comme indiqué dans le tableau 3.1. La sonde à bobines micromoulées reste plus efficace que la sonde à microbobines CI pour l'ensemble des dimensions. Ceci n'était pas prévisible par l'étude simple des caractéristiques théoriques déterminées précédemment dans le tableau 2.1. En effet, les produits des pouvoirs d'émission et des sensibilités sont équivalents pour les deux technologies de microbobines. Cependant, la sensibilité des microbobines CI est calculée en négligeant l'espacement entre les 8 couches : la dernière couche par exemple se situe à plus d'un millimètre de la surface à inspecter. La sensibilité réelle des microbobines CI est certainement bien moindre. Ceci conduit à des plus grands RSB pour les mesures effectuées par la sonde à bobines micromoulées.

Tous ces résultats correspondent à des acquisitions réalisées sans aucune amplification, avec des courants d'intensité efficace 10 mA pour les microbobines CI et 5 mA pour les bobines micromoulées. En particulier, tout défaut débouchant de dimension supérieure à 100  $\mu\text{m}$  est contrôlé par les bobines micromoulées sans amplification avec un RSB supérieur à 8 dB.

Dimensions du défaut ( $\mu\text{m}^{-3}$ )	100 × 100 × 100	200 × 400 × 100	800 × 400 × 100
Microbobines CI / 3 MHz	2,6 dB	16,4 dB	29,0 dB
Bobines micromoulées / 4 à 7 MHz	8,3 dB	22,5 dB	39,7 dB

TAB. 3.1 – Rapport signal sur bruit maximal pour chaque technologie de microbobines (stratégie RER ou ERE–)

### 3.6.4 Influence de l'orientation

Le RSB d'un signal CF dépend des dimensions du défaut correspondant, mais aussi de son orientation. Pour les conditions de mesures optimales obtenues précédemment, à savoir l'utilisation de la sonde à bobines micromoulées dans la stratégie ERE–, des courbes de RSB sont tracées à la figure 3.19 en fonction de la fréquence pour le plus gros défaut et le défaut « exemple ». Le tableau 3.2 liste les

<sup>15</sup>Ce sont les mêmes effets de résonance qui ont rendu impossible toute acquisition à une fréquence supérieure à 6 MHz avec la sonde à microbobines CI.

valeurs optimales des RSB correspondant à ces courbes.

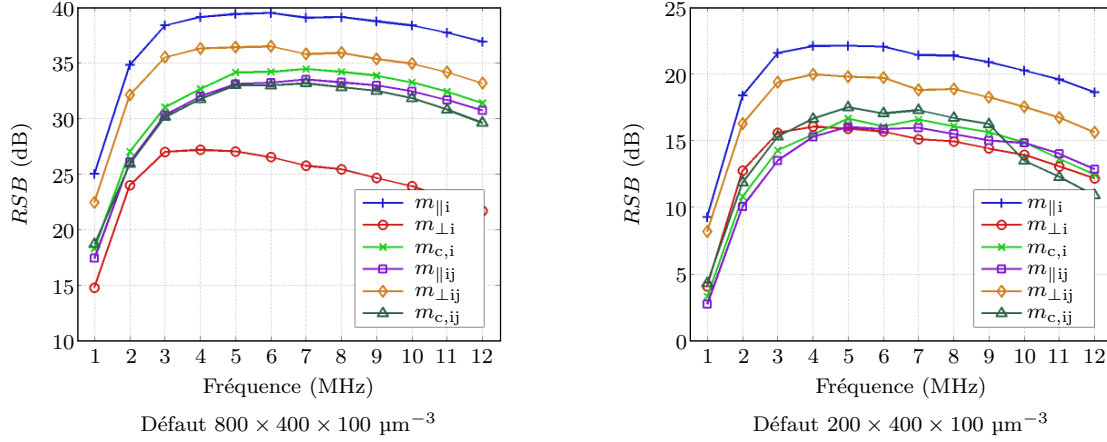


FIG. 3.19 – Rapport signal sur bruit en fonction de la fréquence, pour les différents modes de mesure (sonde à bobines micromoulées, stratégie ERE–)

Les courbes ont toutes la même forme, avec un maximum assez plat entre environ 4 et 7 MHz. Le défaut parallèle à l'axe principal de la sonde (mode  $m_{||i}$ ) est celui donnant la plus importante valeur de RSB, tandis que celui perpendiculaire au même axe (mode  $m_{\perp i}$ ) produit très souvent le plus faible RSB, d'autant plus lorsque le défaut est de grandes dimensions. La combinaison des deux modes de mesure (mode  $m_{c,i}$ ) permet d'obtenir un très bon compromis. Les défauts  $o_{i-j}$  et  $o_{i+j}$  (modes  $m_{||ij}$  et  $m_{\perp ij}$ ) sont logiquement équivalents en termes de RSB. Leur combinaison (mode  $m_{c,ij}$ ) donne un RSB comparable.

	$m_{  i}$	$m_{\perp i}$	$m_{c,i}$	$m_{  ij}$	$m_{\perp ij}$	$m_{c,ij}$
Défaut $200 \times 400 \times 100 \mu\text{m}^{-3}$	22,5 dB	15,9 dB	19,9 dB	16,6 dB	16,0 dB	17,5 dB
Défaut $800 \times 400 \times 100 \mu\text{m}^{-3}$	39,7 dB	27,2 dB	36,4 dB	34,4 dB	33,5 dB	33,1 dB

TAB. 3.2 – Rapport signal sur bruit optimal pour deux dimensions données en fonction du mode de mesure (sonde à bobines micromoulées, stratégie ERE–)

### 3.6.5 Influence de la décimation

Un signal CF décimé possède *a priori* moins d'informations que le signal CF original. La section 3.5 explique que le suréchantillonnage arrive à reconstruire le signal original si le facteur de décimation est inférieur ou égal à 3, et que le résultat est optimal pour un facteur de suréchantillonnage  $n_e = n_d$ .

Par analogie avec les dynamiques relatives moyennes et minimales définies par les équations 3.8 et 3.9, il est possible de définir un RSB relatif moyen<sup>16</sup> par

$$RSB_{\text{moy}} = \sum_{(n_i, n_j) \in [1, n_d]^2} \left( \frac{RSB_{n_d}(n_i, n_j)}{n_d^2} \right) - RSB_1$$

où  $RSB_{n_d}(n_i, n_j)$  est le RSB du signal CF décimé d'un facteur  $n_d$  et auquel appartient le point de mesure aux coordonnées originales  $(n_i, n_j)$  et comme à la sous-section 3.4.3,  $RSB_1 = RSB_1(1,1)$ . En

<sup>16</sup>Cette moyenne arithmétique de logarithmes correspond à une moyenne géométrique des RSB linéaires divisés par le RSB linéaire du signal CF original.

valeur minimale, cela devient

$$RSB_{\min} = \min_{(n_i, n_j) \in [1, n_d]^2} RSB_{n_d}(n_i, n_j) - RSB_1$$

La figure 3.20 montre le calcul de ces deux grandeurs pour le défaut « exemple ». Le RSB semble en moyenne beaucoup moins sensible à la décimation que la dynamique. Cependant, à partir de  $n_d = 5$ , au moins un des signaux décimés produit un RSB diminué de près de 2 dB, diminution qui vaut plus de 5 dB dès  $n_d = 7$ . À l'inverse, comme précédemment le théorème de Nyquist-Shannon (cf. sous-section 3.4.2) est bien respecté, car la diminution maximale de RSB vaut à peine 0,1 dB pour  $n_d \leq 3$ , ce qui est négligeable.

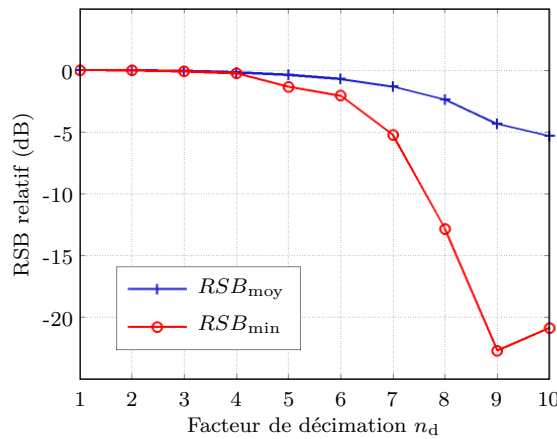


FIG. 3.20 – Variation du rapport signal sur bruit des signaux CF en fonction du facteur de décimation, après décimation puis suréchantillonnage, pour  $n_e = n_d$

### 3.7 Synthèse des traitements effectués et des résultats obtenus

À partir des signaux CF provenant des acquisitions, deux représentations peuvent être utilisées de façon complémentaire. Une projection, au sein du plan complexe, des valeurs des signaux CF est opérée (cf. sous-section 3.1.3). Cette projection est effectuée sur une droite déterminée de façon automatique afin de minimiser les pertes d'information. La position géométrique de chaque valeur du signal CF est conservée : par conséquent, les informations géométriques comme la position ou la taille des lobes de signal utile ne sont pas modifiées. Une deuxième représentation appelée signature CF (sous-section 3.1.2) est la représentation dans le plan complexe de l'ensemble des valeurs, sans indication sur la position géométrique. Elle sera utilisée dans le chapitre 5.

Afin de prendre en compte un grand nombre de possibilités, quatre orientations décalées d'un angle de  $45^\circ$  sont utilisées dans les acquisitions (figure 3.9). Une combinaison des signaux CF est de plus réalisée. Il s'agit de l'addition complexe point par point de deux acquisitions obtenues pour deux positions perpendiculaires entre elles de la sonde (figure 3.12). Ces combinaisons sont identiques pour deux défauts perpendiculaires et conduisent ainsi à l'existence de deux signaux supplémentaires pour l'ensemble des quatre orientations.

Une décimation des signaux CF est ensuite réalisée (cf. section 3.4). Elle correspond à une acquisition réelle avec un pas d'échantillonnage spatial multiplié par un facteur  $n_d$ , soit un temps d'acquisition d'autant plus faible que le pas d'échantillonnage spatial est grand. L'intérêt de l'étude est alors de quantifier l'influence du pas d'échantillonnage en termes de dégradation des performances. Les multiples possibilités de positionnement (figure 3.14) quant aux mesures originales acquises avec un pas d'échantillonnage spatial faible permettent une étude statistique de ces dégradations.

Un suréchantillonnage des signaux décimés est procédé (cf. section 3.5). Il s'agit d'une reconstruction par interpolation, intercalant un nombre  $(n_e - 1)$  de points entre deux points du signal décimé. Cette opération a pour but d'augmenter artificiellement la quantité de données des signaux, afin d'améliorer les résultats des algorithmes utilisés dans les chapitres suivants. L'influence séparée de la variation des facteurs de décimation et de suréchantillonnage sur la dynamique des signaux est quantifiée. Quelle que soit la valeur de  $n_d$ , la reconstruction offre une plus grande dynamique lorsque  $n_d = n_e$ . De plus, l'échantillonnage spatial engendre une faible dégradation de la dynamique pour un pas d'échantillonnage égal à un tiers de la largeur des microbobines.

Enfin, le rapport signal sur bruit (RSB) est défini et calculé pour l'ensemble des signaux CF acquis (cf. section 3.6), avant ou après décimation et avant ou après suréchantillonnage. Les dégradations observées sur le RSB sont identiques à celles sur la dynamique. Une comparaison des performances en termes de RSB est réalisée. Elle permet d'établir conjointement les stratégies ERE- et RER comme étant globalement les plus performantes, indépendamment de la fréquence des courants d'excitation. Elle indique aussi que le RSB est plus important si cette fréquence est comprise entre 4 MHz et 7 MHz.

## Chapitre 4

# Détection

Les signaux CF acquis dans le cadre de cette étude sont utilisés pour l'inspection de défauts de type fissures parallélépipédiques submillimétriques. Cette évaluation se déroule usuellement en deux étapes. La première étape est le processus de détection, qui permet de déterminer si un signal CF correspond ou non à la présence d'un défaut. Pour les défauts détectés, la seconde étape est la caractérisation, c'est-à-dire la recherche de caractéristiques des défauts comme les dimensions géométriques, l'orientation, la position par rapport à la surface. Ces deux étapes sont aussi respectivement appelées « classification », ici au sein de deux catégories, et « inversion », c'est-à-dire passage du signal à une représentation physique, ce qui revient à réaliser l'opération inverse du processus de mesure. La figure 4.1 schématise ce fonctionnement adopté dans le cadre de ces travaux.

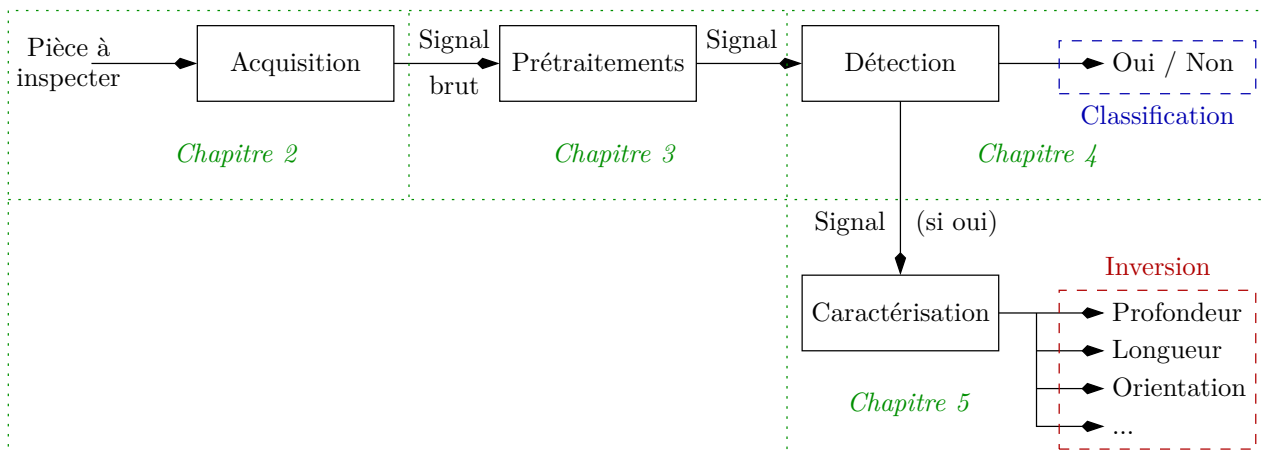


FIG. 4.1 – Fonctionnement d'un système d'inspection de défauts

Le chapitre précédent a décrit l'acquisition des signaux, les signaux CF eux-mêmes ainsi que les différents prétraitements appliqués. Avant d'aborder la caractérisation des dimensions des défauts au sein du chapitre suivant, ce chapitre traite leur détection. Après avoir mis en place un algorithme de détection ainsi qu'une méthode de quantification statistique de l'efficacité de la sonde, les différentes conditions de mesure sont comparées et les plus efficaces en termes de détection déterminées. Enfin, les performances optimales de détection sont quantifiées.

## 4.1 L'algorithme de détection

La section 3.6 met en place une technique très utilisée de quantification de la qualité d'un signal, le calcul du rapport signal sur bruit. Cette technique ne suffit pas pour mettre en œuvre un processus de détection des défauts, car une valeur du RSB de l'ordre du critère de Rose ne permet pas d'estimer correctement si le signal CF correspond ou non à un défaut. De plus, une valeur du RSB est propre à un signal donné, et chaque jeu de conditions de mesure, de même que chaque défaut ou chaque positionnement relatif de la sonde par rapport au défaut, peut donner un RSB différent.

Par conséquent, la détection doit être réalisée indépendamment des traitements déjà effectués, d'une mesure de dynamique ou d'un calcul de RSB. Il est préférable pour ce faire d'utiliser un algorithme de détection dédié.

### 4.1.1 Qu'est-ce qu'une détection ?

La détection d'un défaut est un processus de décision binaire. Il s'agit de donner une estimation positive ou négative de la présence d'un défaut. Cette réponse est donnée grâce à un critère de décision défini en général au sein d'un algorithme. L'état de détection, résultat binaire du processus de détection, s'écrit de façon générale

$$det = \begin{cases} 1 & \text{si le critère de décision est validé} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

L'état de détection dépend d'un ou de plusieurs paramètres, comme ce sera le cas pour les algorithmes décrits ci-après. Ces paramètres doivent être alors réglés en fonction des conditions de mesure, éventuellement des propriétés de la cible comme la rugosité, voire des défauts recherchés.

Deux cas réels concernant la présence d'un défaut sont possibles, représentés usuellement par deux hypothèses  $\mathcal{H}_0$  et  $\mathcal{H}_1$

- $\mathcal{H}_0$  : le signal CF ne correspond à aucun défaut ;
- $\mathcal{H}_1$  : le signal correspond à un défaut.

En fonction de la valeur de l'état de détection  $det$ , quatre combinaisons sont possibles. Elles sont présentées dans le tableau 4.1. Les deux erreurs possibles sont l'erreur de détection (ED) et la fausse alarme (FA). Une ED correspond à une pièce défectueuse non diagnostiquée comme telle, qui peut devenir potentiellement dangereuse selon le défaut qu'elle contient. Cette erreur survient particulièrement lorsque le défaut présent est de très faibles dimensions, ou si les conditions de mesure sont particulièrement défavorables pendant l'acquisition. Une FA est la détection erronée d'un défaut in-existant. Elle contribue à la réparation ou la perte d'une pièce pourtant intacte, et constitue par conséquent un coût injustifié pour le processus de fabrication ou de révision de l'appareil.

	$\mathcal{H}_0$	$\mathcal{H}_1$
$det = 0$	Non-détection correcte NC	Erreur de détection ED
$det = 1$	Fausse alarme FA	Détection correcte DC

TAB. 4.1 – Correspondance entre l'hypothèse et l'état de détection

### 4.1.2 Un premier algorithme : le seuillage simple

L'algorithme le plus évident est certainement le seuillage simple. Il donne une réponse positive de détection si, pour au moins un seul point de mesure  $(n_i, n_j)$ , la valeur  $s(n_i, n_j)$  du module du signal CF est supérieure au seuil de détection  $\theta$  fixé, soit

$$det(\theta) = \begin{cases} 1 & \text{si } \exists (n_i, n_j), \quad |s(n_i, n_j)| \geq \theta \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

$\theta$  est un réglage du critère de décision. Il peut être fixé pour chaque jeu de conditions de mesure, restant alors identique pour l'ensemble des évaluations effectuées dans les mêmes conditions.

Il est éventuellement possible d'ajuster le seuil de détection en fonction des défauts recherchés. En effet, l'amplitude des signaux CF dépend de la taille des défauts et il est possible de se donner une taille minimale de défaut à visualiser, en considérant que les défauts de taille moins importante ne sont pas nocifs pour l'application visée. Il en découle une valeur de seuil, qui dépend des conditions de mesure mais aussi des dimensions minimales des défauts recherchés.

Cet algorithme est extrêmement simple à mettre en œuvre. Cependant, sa simplicité a pour conséquence un taux de FA potentiellement assez élevé. En effet, le moindre point de mesure correspondant à une valeur de signal bruitée supérieure au seuil  $\theta$  déclenche une détection, ce qui entraîne nécessairement un grand nombre d'états  $det = 1$  sous l'hypothèse  $\mathcal{H}_0$ . Augmenter le seuil  $\theta$  peut alors permettre de diminuer le nombre de fausses alarmes, mais engendre une perte certaine de détections correctes (DC) sur les défauts de faibles dimensions.

### 4.1.3 Un deuxième algorithme : le seuillage moyenné

Une façon d'améliorer l'algorithme à seuillage simple est de réaliser un seuillage prenant en compte les points de mesure adjacents au point considéré. L'algorithme choisi est représenté à la figure 4.2. Il est important de noter que le signal CF à mettre en entrée de l'algorithme doit être réel positif. Il peut s'agir soit du module du signal CF, soit de la valeur absolue de l'amplitude principale définie à la section 3.1.3. L'algorithme est constitué de 3 étapes, deux seuillages entre lesquels est effectuée une convolution.

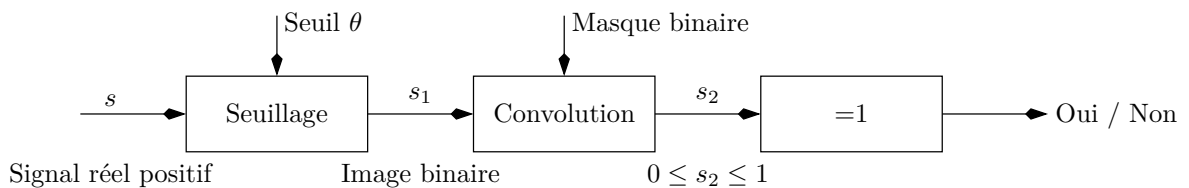


FIG. 4.2 – Fonctionnement de l'algorithme utilisé

#### 4.1.3.1 Premier seuillage simple

Un premier seuillage simple est effectué, avec un seuil de détection  $\theta$ , comme celui réalisé au sein du premier algorithme. L'image résultante  $s_1$  est une image binaire, dans laquelle chaque valeur est remplacée par un 1 ou un 0 si elle est supérieure ou inférieure à  $\theta$ , soit

$$s_1 = [s \geq \theta]$$

Le seuil  $\theta$  est le seuil de détection, paramètre de l'algorithme. Il doit être réglé lors d'une étape préliminaire en fonction de l'ensemble des signaux CF acquis, afin de ne plus être modifié ultérieure-



ment. Contrairement au seuillage du premier algorithme, celui-ci n'est pas suivi immédiatement de la prise de décision du processus de détection.

#### 4.1.3.2 Convolution avec un masque

Le résultat de ce premier seuillage est une image binaire. Si le seuil est suffisamment faible, un grand nombre de points de mesure correspondront à un résultat non nul. Les points de mesure situés dans la zone de signal utile, de valeur  $s(n_i, n_j)$  déterministe et supérieure au seuil, seront tous « allumés » tandis que seule une partie d'entre eux le sera hors de cette zone, de façon dispersée. Il est alors possible de déterminer une zone comme étant une zone de signal utile si elle est remplie uniformément de valeurs binaires  $s_1(n_i, n_j)$  non nulles : il suffit par conséquent de rechercher dans l'image seuillée un nombre suffisant de points de mesure non nuls adjacents.

Pour ce faire, l'image binaire  $s_1$  est convoluée à une autre image binaire  $m$ . Cette image est un masque contenant une « tâche » connexe, c'est-à-dire constituée de points adjacents où la valeur est non nulle ; les points ne faisant pas partie de cette tâche correspondent à des valeurs nulles. Elle peut être de forme quelconque : un carré plein est une forme très simple, facile et rapide à générer ; un disque demande un calcul un peu plus complexe<sup>1</sup> mais est plus réaliste par rapport aux images CF présentées au chapitre 3. Le masque est « normé » : la somme de l'ensemble des valeurs vaut 1. Les deux valeurs possibles de  $m$  ne sont pas 0 et 1 mais 0 et  $1/n_m$ , où  $n_m$  est le nombre de points à valeur non nulle.

La notion de convolution correspond, comme cela a été expliqué dans la sous-section 3.1.1.3, à une notion de filtrage. Ici, le filtre utilisé possède une réponse impulsionnelle équivalente en deux dimensions à une porte en une dimension : il s'agit donc d'un filtre moyennneur. Ainsi, un moyennage<sup>2</sup> des valeurs de  $s_1$  est effectué sur une zone aussi large que la tâche de  $m$ . La convolution s'écrit

$$s_2 = s_1 * m \quad \text{ou} \quad s_2(n_i, n_j) = \sum_p \sum_q (s_1(n_i, n_j) m(n_i - p, n_j - q)) \quad (4.1)$$

Les valeurs du signal résultant  $s_2$  sont ainsi nécessairement comprises entre 0 et 1 et subissent en chaque point l'influence d'un ensemble de valeurs correspondant à l'étendue entière de la tâche.

La taille de cette tâche peut par ailleurs devenir un paramètre éventuel de l'algorithme, car elle a une influence non négligeable sur son résultat, comme le seuil de détection  $\theta$ . En effet, diminuer cette taille jusqu'à transformer la tâche en un point unique rend cet algorithme équivalent au premier algorithme présenté à la sous-section précédente. À l'inverse, si la taille de la tâche est trop grande, l'algorithme risque de ne jamais donner de résultat positif.

Dans cette étude, la sous-section 3.1.1 a montré que les images CF possèdent toutes des lobes d'étendue spatiale similaire. L'influence de la taille de la tâche de  $m$  a été observée dans le cas des

<sup>1</sup>La génération d'un disque de rayon  $r$  au sein d'une matrice nécessairement carrée et par exemple de côté  $2r$  demande en effet de créer une matrice contenant à chaque point la valeur de la distance relativement au centre positionné au point  $(r, r)$ . Ensuite, un seuillage inversé doit être réalisé avec un seuil égal à  $r$  afin de donner une valeur non nulle aux points de distance au centre inférieure à  $r$ . Ceci est beaucoup plus complexe que générer un carré plein, qui est simplement une matrice carrée remplie de 1.

<sup>2</sup>Il est aussi possible de considérer l'opération réalisée par l'équation 4.1 comme une corrélation croisée des deux images. En effet, une corrélation croisée entre  $s_1$  et  $m$  s'écrit

$$s'_2(n_i, n_j) = \sum_p \sum_q (s_1(n_i, n_j) m^*(p - n_i, q - n_j))$$

La conjugaison complexe signifiée par l'opérateur  $*$  est ici inactive car  $m$  est réelle, de même que la symétrie spatiale par rapport à la diagonale car  $m$  possède cette symétrie. Les deux calculs sont donc bien équivalents. Or le calcul d'une corrélation croisée quantifie, comme son nom l'indique, une ressemblance entre les deux signaux considérés. Le calcul de  $s'_2$  traduit ainsi la recherche des points où l'image binaire  $s_1$  ressemble en partie à la tâche présente sur le masque  $m$ . La ressemblance parfaite intervient au point où la corrélation croisée est maximale et ici égale à 1.

signaux CF acquis pour ces travaux, ce qui a permis de la fixer empiriquement à une valeur de performances optimales, offrant les meilleurs résultats indépendamment de tout autre paramètre d'influence. Pour un masque contenant un disque, le diamètre utilisé ici vaut 1800  $\mu\text{m}$  et 700  $\mu\text{m}$  respectivement pour les signaux CF produits par les sondes à microbobines CI et à bobines micromoulées<sup>3</sup>.

#### 4.1.3.3 Recherche de valeur maximale

Si  $s_2$  comporte une seule valeur  $s_2(n_i, n_j)$  égale à 1, cela signifie qu'au sein de l'image  $s_1$ , beaucoup de points de mesure  $(n_i', n_j')$  situés autour du point  $(n_i, n_j)$  ont leur valeur initiale  $s(n_i', n_j')$  supérieure au seuil de détection  $\theta$ . Il s'agit bien de ce qui est attendu comme étant l'image d'un défaut<sup>4</sup>. Il suffit donc de rechercher cette valeur maximale égale à 1 pour savoir si l'algorithme doit donner une réponse positive ou non. Un deuxième seuillage, cette fois effectué sur  $s_2$  et de seuil 1, permet cela. Après l'application du critère de décision sur ce seuillage, il vient

$$det(\theta) = \begin{cases} 1 & \text{si } \exists (n_i, n_j), \quad s_2(n_i, n_j) = 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Ainsi, l'état de détection est égal à 1 si et seulement si au moins un point de mesure de l'image CF  $s$  est entouré d'un nombre  $n_m$  suffisant de points où la valeur de  $s$  est supérieure à  $\theta$ ,  $n_m$  étant défini par le masque. Cela a pour effet d'éliminer les zones de bruit où il est statistiquement difficile de trouver autant de points agglomérés dépassant le seuil de détection. Comparativement au premier algorithme, il est alors possible de diminuer fortement ce seuil sans pour autant déclencher de fausse alarme.

## 4.2 Les caractéristiques opérationnelles de réception

L'algorithme mis en place à la section précédente permet d'estimer un état de détection  $det = 0$  ou  $det = 1$  à partir de n'importe quelle image CF correspondant à une hypothèse  $\mathcal{H}_0$  ou  $\mathcal{H}_1$ . Cet algorithme dépend d'un seuil de détection  $\theta$  dont la valeur doit être fixée pour chaque jeu de conditions de mesure.

Pour fixer cette valeur, la méthode usuellement employée est de parcourir l'ensemble des valeurs de seuil possibles, et de calculer pour chacune de ces valeurs, sur un jeu d'images statistiquement représentatif, les états de détection correspondants. À partir de toutes ces données, il devient possible de déterminer quel est le seuil offrant des performances optimales grâce aux caractéristiques opérationnelles de réception (COR).

### 4.2.1 La sensibilité et la spécificité

Un algorithme de détection produit, comme indiqué dans le tableau 4.1, deux résultats différents à partir de deux hypothèses différentes, soit quatre possibilités. Le même genre de tableau peut représenter un certain nombre de tests utilisés dans de nombreux domaines, particulièrement en médecine[FCM<sup>+</sup>07, EGJ00] pour déterminer par exemple si une personne est porteuse ou non d'un virus, d'autres tests comme les tests de grossesse[Cha92], ou en informatique comme la reconnaissance d'empreintes digitales ou la détection de courriels indésirables. Le point commun de tous ces tests est la possibilité, particulièrement utilisée dans le domaine de la recherche biomédicale, de quantifier leur efficacité en définissant deux grandeurs statistiques, la sensibilité et la spécificité.

<sup>3</sup>Ces valeurs vérifient les résultats de l'analyse fréquentielle réalisée à la sous-section 3.4.2.

<sup>4</sup>Les images présentées au chapitre 3 montrent systématiquement deux tâches. Ne rechercher qu'une seule tâche n'est pas moins précis, et permet de gagner en rapidité d'exécution par une taille de masque moins importante.

#### 4.2.1.1 La sensibilité

La sensibilité est le nombre de DC mesurées  $n_{DC}$  divisé par le nombre total de DC possibles, sur un nombre statistiquement suffisant d'échantillons, soit

$$se = \frac{n_{DC}}{n_{DC} + n_{ED}} = \frac{n_{DC}}{n_{\mathcal{H}_1}}$$

La sensibilité est donc égale au taux de bonnes détections et quantifie la capacité du processus de détection à apporter une réponse juste quand l'hypothèse est  $\mathcal{H}_1$ .

#### 4.2.1.2 La spécificité

La spécificité est le nombre de non-détections correctes (NC), mesurées divisé par le nombre total de NC possibles, sur un nombre statistiquement suffisant d'échantillons, soit

$$sp = \frac{n_{NC}}{n_{FA} + n_{NC}} = \frac{n_{NC}}{n_{\mathcal{H}_0}}$$

La spécificité est donc égale au taux de bonnes non-détections et quantifie la capacité du processus de détection à apporter une réponse juste quand l'hypothèse est  $\mathcal{H}_0$ .

#### 4.2.1.3 La précision

La précision est le nombre total d'états de détection en accord avec l'hypothèse évaluée divisé par le nombre total d'échantillons, soit

$$pr = \frac{n_{DC} + n_{NC}}{n_{\mathcal{H}_0} + n_{\mathcal{H}_1}}$$

La précision permet ainsi de quantifier la capacité du processus de détection à ne pas se tromper. Cependant, elle pose un problème d'interprétation lorsque les deux différentes classes d'origine  $\mathcal{H}_0$  et  $\mathcal{H}_1$  ne sont pas équivalentes en nombre, ce qui arrive typiquement dans le cas de la recherche de défauts, lorsque par exemple une pièce sur 1000 peut être défectueuse. Dans ce cas, si la précision est de 99,9%, cela ne signifie pas nécessairement que la pièce défectueuse est détectée comme telle. Elle n'est par conséquent en général pas utilisée pour quantifier l'efficacité<sup>5</sup> de la détection[PFK98].

#### 4.2.1.4 La validité intrinsèque

Une mesure de sensibilité seule n'est pas suffisante pour quantifier l'efficacité d'un processus de détection, de même que la mesure de la spécificité seule. En effet, une sensibilité de 95% peut être associée à un processus de détection mal réglé si la spécificité est de 5%, ou au contraire tout-à-fait efficace si la spécificité vaut 95% elle aussi. Le couple  $(se, sp)$  qu'il est ainsi nécessaire de définir est appelé la validité intrinsèque de la détection. Les paramètres du processus de détection affectent directement sa validité intrinsèque : par exemple, une diminution de la valeur du seuil a tendance en général à augmenter la sensibilité tout en diminuant la spécificité, tandis que son augmentation tend à diminuer la sensibilité et à augmenter la spécificité.

---

<sup>5</sup>L'efficacité d'un processus de détection n'a pas encore été définie. Une telle définition est difficile à établir, car elle dépend fortement de l'application visée et de son cahier des charges. Une longue discussion sur les différentes façons de la mesurer est tenue à la sous-section 4.2.3.

### 4.2.2 L'espace des COR

Dans le but de vérifier et de comparer la validité intrinsèque pour différentes conditions de mesure, les « courbes COR » tracent l'évolution de la probabilité de détection correcte (PDC) en fonction de la probabilité de fausse alarme (PFA). La PDC est la probabilité, comprise entre 0 et 1, qu'une image CF d'hypothèse  $\mathcal{H}_1$  corresponde à un état de détection  $det = 1$ . La PFA, à l'inverse, est la probabilité qu'une image CF d'hypothèse  $\mathcal{H}_0$  corresponde à un état égal à 0. La variation de ces deux probabilités est observée en fonction des paramètres de l'algorithme de détection, ou comme ici dans le cas d'un paramètre unique, grâce à l'ensemble des valeurs possibles de ce paramètre.

Les courbes COR illustrent ainsi le compromis à réaliser entre le déclenchement des DC et des FA [Ega75]. Ces probabilités sont obtenues par approximation en considérant que les nombres d'échantillons des deux classes  $n_{\mathcal{H}_0}$  et  $n_{\mathcal{H}_1}$  sont suffisamment grands :

$$PDC \approx se \quad \text{et} \quad PFA \approx 1 - sp$$

Dans l'espace de représentation de ces courbes appelé espace des COR, certains points ont une importance particulière (cf. figure 4.3) :

- **le point (0,1)**  
Point optimal, pour lequel une DC a une probabilité maximale et une FA a une probabilité nulle.
- **le point (0,0)**  
Point où aucune détection, qu'elle soit correcte ou non, ne se produit.
- **le point (1,1)**  
Point où tout signal, quelle que soit son hypothèse  $\mathcal{H}_0$  ou  $\mathcal{H}_1$ , déclenche une détection.
- **le point (1,0)**  
Point antagoniste, où l'algorithme de détection donne une réponse systématiquement fausse.
- **la première bissectrice  $PDC = PFA$**   
Droite correspondant à une détection aléatoire, c'est-à-dire donnant une probabilité aussi grande de détection pour les deux hypothèses.

Les courbes COR sont des courbes paramétriques variant en fonction du paramètre de l'algorithme de détection, soit

$$COR = (PDC(\theta), PFA(\theta))$$

Dans le cas présent où le paramètre unique de l'algorithme est un seuil de détection  $\theta$ , les courbes évoluent toujours depuis le point (1,1) pour un  $\theta$  très faible voire nul correspondant à une réponse systématiquement positive de l'algorithme, jusqu'au point (0,0) atteint pour un  $\theta$  supérieur au maximum des signaux CF associé à une non-détection systématique. Elles doivent normalement à tout moment se situer dans la partie supérieure gauche de l'espace des COR, c'est-à-dire présentant un meilleur compromis que la première bissectrice. En effet, celle-ci représente un état de détection aléatoire : n'importe quelle image, indépendamment de son hypothèse, reçoit un des deux états possibles, comme le résultat d'un jet de pièce. Enfin, si la courbe COR atteint le point optimal (0,1), cela signifie qu'il existe un seuil pour lequel toutes les DC possibles sont réalisées sans aucune FA : il s'agit du meilleur réglage possible pour l'algorithme.

### 4.2.3 Les critères de qualité

De façon générale, deux courbes COR différentes représentent la variation de la validité intrinsèque de l'algorithme de détection, dépendant du seuil de détection, pour deux jeux de conditions de mesure différents. Les deux buts du tracé de ces courbes sont

- déterminer le seuil apportant les meilleures performances pour chaque courbe ;

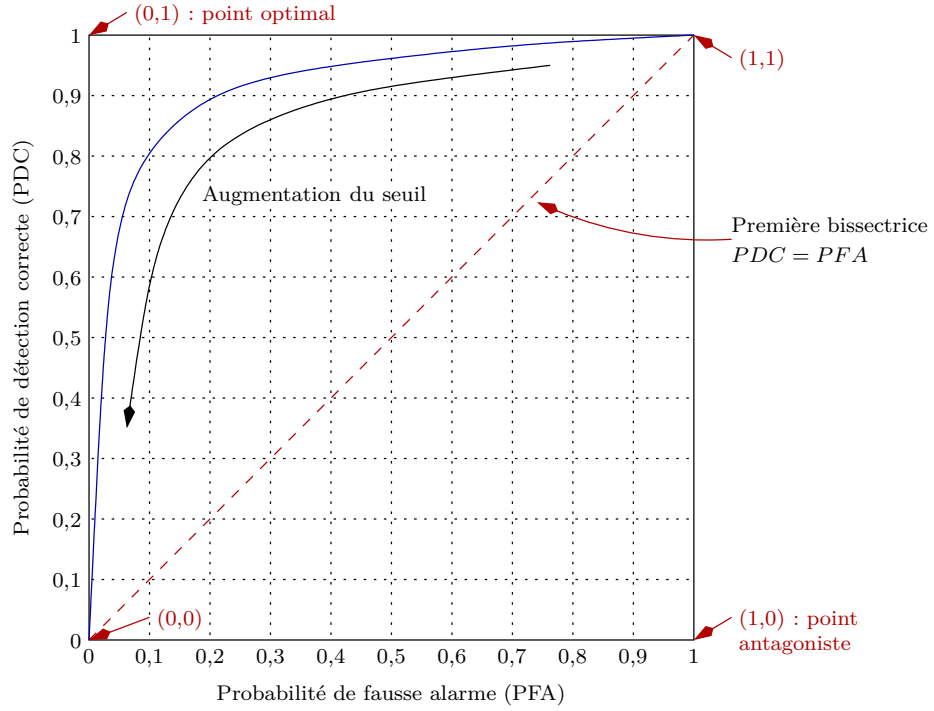


FIG. 4.3 – Espace des COR

- déterminer les conditions de mesure, c'est-à-dire la courbe COR, correspondant aux meilleures performances globales.

#### 4.2.3.1 Critères depuis le point optimal

Il est nécessaire de pouvoir choisir pour quels points les performances de détection sont optimales. Deux critères géométriques peuvent être déterminés par rapport au point optimal (0,1). Un point dans l'espace des COR correspond à de bonnes performances lorsqu'il est proche du point optimal : les valeurs de ces critères doivent être minimisées. Les meilleures courbes iso-performances vis-à-vis de ces deux critères sont représentées à la figure 4.4.

Le premier critère de qualité est la distance au point optimal qui s'écrit

$$DO = \sqrt{(1 - PDC)^2 + PFA^2}$$

Les courbes iso- $DO$  sont des arcs de cercle centrés sur le point optimal. La minimisation de  $DO$  correspond à la minimisation de l'aire du cercle de centre le point optimal et tangent à la courbe COR.

Le second critère est la moyenne des probabilités d'ED et de FA :

$$MO = \frac{(1 - PDC) + PFA}{2}$$

Les courbes iso- $MO$  sont des droites parallèles à la première bissectrice. La minimisation de  $MO$  correspond à la minimisation de l'aire du triangle supérieur limité par la parallèle à la première bissectrice tangente à la courbe COR.

Sur la courbe donnée en exemple à la figure 4.4, les deux critères ne donnent pas le même résultat : la plus faible valeur de  $DO$  est atteinte au point A, tandis que la plus faible valeur de  $MO$  est obtenue pour le point B. En effet, la courbure des courbes iso- $DO$  a tendance à privilégier les points proche

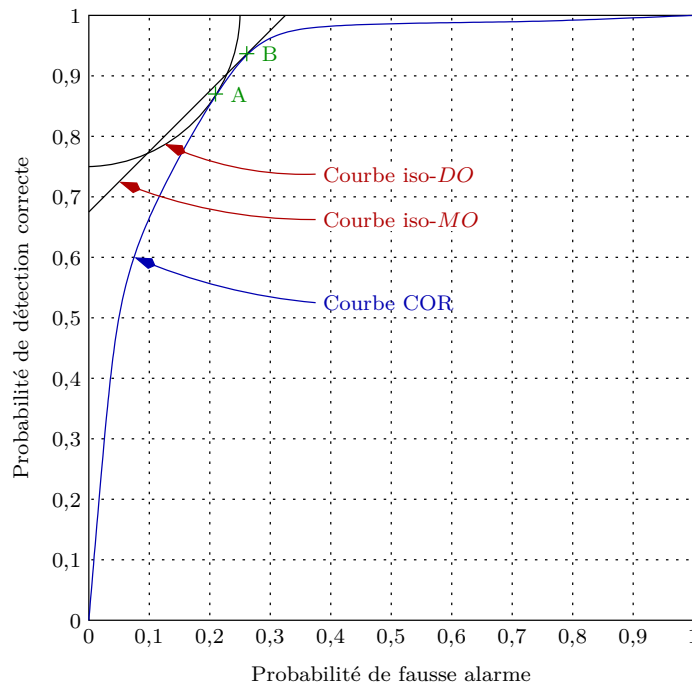


FIG. 4.4 – Critères de qualité des courbes COR relativement au point optimal (0,1)

de la deuxième bissectrice de l'espace des COR, symbolisant un compromis plus égalitaire entre les deux types d'erreurs, soit avec  $PDC = 1 - PFA$ . Au contraire, le critère  $MO$  et ses courbes  $iso-MO$  à courbure nulle favorise les points près des axes  $PDC = 1$  ou  $PFA = 0$ , qui correspondent à des comportements idéalisés.

#### 4.2.3.2 Critères depuis le point antagoniste

Les deux critères précédents peuvent aussi être définis depuis le point antagoniste (1,0), et doivent cette fois voir leurs valeurs maximisées. Respectivement notés  $DA$  et  $MA$ , ces critères s'écrivent

$$DA = \sqrt{PDC^2 + (1 - PFA)^2}$$

$$MA = \frac{PDC + 1 - PFA}{2} = 1 - MO$$

Un troisième critère est l'aire du rectangle  $AR$  dont les sommets opposés sont le point antagoniste et le point de la courbe COR considéré :

$$AR = PDC(1 - PFA)$$

Les courbes  $iso-AR$  sont des hyperboles ayant pour foyer le point antagoniste. La maximisation de  $AR$  correspond par définition à celle de l'aire du rectangle inscrit sous la courbe COR. La définition analogue par rapport au point optimal est peu intéressante, car minimiser le rectangle dont les sommets opposés sont le point optimal et un point de la courbe COR revient automatiquement à considérer les points extrêmes de la courbe COR, pour lesquels l'aire de ce rectangle est nulle.

Ces trois critères ont un point commun : il s'agit en effet systématiquement d'une moyenne entre les coordonnées des points de l'espace des COR relativement au point antagoniste.  $DA$  correspond à la moyenne quadratique,  $MA$  à la moyenne géométrique et  $RA$  au carré de la moyenne harmonique<sup>6</sup>.

<sup>6</sup>La moyenne quadratique est la racine carrée de la moyenne des carrés des éléments. La moyenne géométrique est

Les courbes iso-performances vis-à-vis de chacun de ces trois critères déterminant la meilleure courbe sont représentées à la figure 4.5. De même que précédemment, les résultats ne sont pas identiques, les trois critères  $DA$ ,  $MA$  et  $AR$  correspondant respectivement aux points A, B et C. Cependant, les trois points sont très proches, car les courbures respectives des trois courbes iso-critère correspondantes sont très faibles. De plus, la courbe iso- $DA$  ayant sa courbure de sens opposé à la courbe iso- $DO$  présentée à la figure 4.4, elle favorise cette fois davantage le rapprochement vers les axes de comportement idéal.

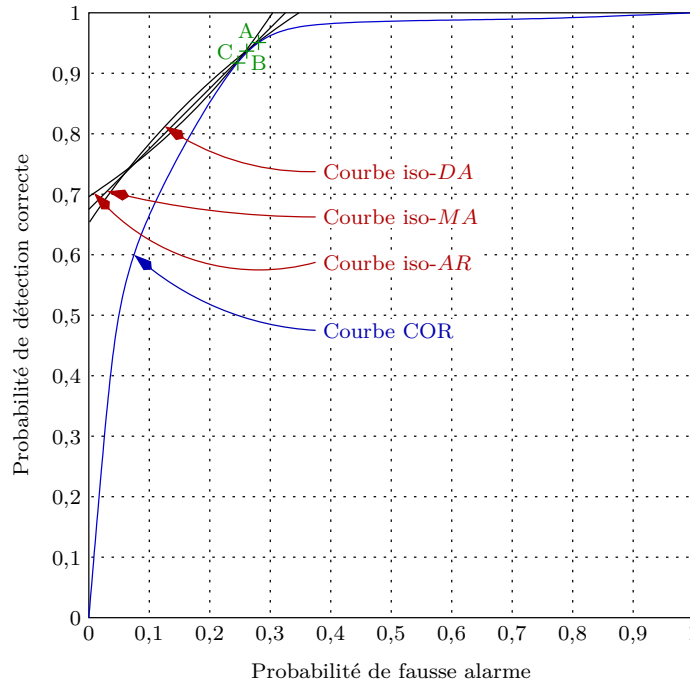


FIG. 4.5 – Critères de qualité des courbes COR relativement au point antagoniste (1,0)

Il est intéressant de noter que  $MA$ , qui est aussi appelée précision globale, est égale à la précision de l'algorithme de détection définie par la sous-section 4.2.1.3, dans le cas où le nombre d'échantillons de chaque hypothèse est équivalent, soit  $n_{\mathcal{H}_0} = n_{\mathcal{H}_1}$ . Par ailleurs, les courbes iso- $MO$  et iso- $MA$  sont confondues : comparer l'efficacité de détection par l'un ou l'autre critère est équivalent.

#### 4.2.3.3 Aire sous la courbe

Dans le but de la comparaison globale des performances pour un jeu de conditions de mesure, prenant en compte plus seulement une valeur de seuil mais l'ensemble des valeurs possibles, l'aire sous la courbe COR[Bra97] est une mesure souvent utilisée[WW07, DHD07]. L'aire sous la courbe (ASC) est l'aire délimitée par la courbe COR, l'axe des abscisses et l'axe de droite  $PFA = 1$ , présentée par la figure 4.6.

L'ASC est une fraction de l'aire de l'espace des COR : sa valeur est comprise entre 0 et 1. De plus, une courbe COR réelle doit obligatoirement offrir de meilleures performances que le choix aléatoire,

la racine nième du produit des éléments. La moyenne harmonique est l'inverse de la moyenne des inverses des éléments. Cela donne, en notant respectivement ces moyennes  $M_q$ ,  $M_g$  et  $M_h$

$$M_q = \sqrt[n]{\frac{1}{n} \sum_i x_i^2} \quad M_g = \sqrt[n]{\frac{1}{n} \prod_i x_i} \quad M_h = \left( \frac{1}{n} \sum_i \frac{1}{x_i} \right)^{-1}$$



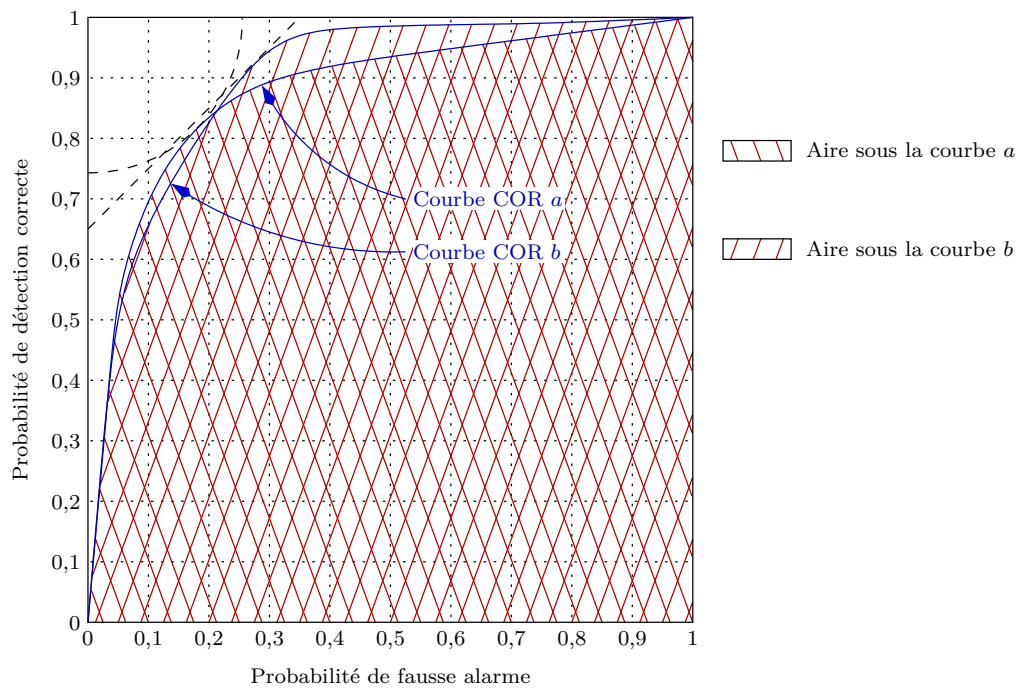


FIG. 4.6 – Critère « aire sous la courbe » (ASC) pour deux courbes COR

c'est-à-dire se situer au-dessus de la première bissectrice. La valeur de l'ASC est par conséquent normalement comprise entre 0,5 et 1.

Il a été montré[HM82] que l'ASC correspond à des tests statistiques, comme le sont les tests de Mann-Whitney[MW47] et de Wilcoxon[Wil45], qui déterminent si deux jeux d'échantillons statistiques proviennent de la même distribution ; de même, l'ASC est proche[HT01] du coefficient de Gini[Gin21], qui quantifie la dispersion statistique et est particulièrement utilisé en économie dans l'étude des disparités de salaires.

La figure 4.6 présente deux courbes COR fictives. Ces courbes correspondent à des performances assez proches. Faire un choix entre ces deux courbes et donc entre les deux jeux de conditions de mesure qu'elles représentent est possible, grâce à n'importe quel critère précédemment exposé. Il suffit de supposer plus efficace le jeu pour lequel le point aux meilleures performances est obtenu. Deux de ces critères donnent des résultats différents : pour *DO*, la courbe *a* est meilleure, tandis qu'il s'agit de la courbe *b* pour *MO*. L'ASC est un critère, au sens du choix entre deux courbes dans leur ensemble et non deux points uniquement, qui permet un choix définitif : l'ASC de la courbe *b* est plus importante que celle de la courbe *a*.

#### 4.2.4 Prise en compte du coût

L'analyse des courbes COR et la recherche de la meilleure performance de détection posent un problème essentiel, qui est la définition d'une bonne performance. En ce qui concerne la discrimination des performances d'un jeu de conditions de mesure, performances représentées par une courbe COR entière, le calcul de l'aire sous la courbe est le meilleur choix, largement utilisé dans le domaine. Elle représente en effet la possibilité d'établir une détection plus fiable indépendamment du paramètre de l'algorithme choisi.

Déterminer le meilleur point d'une courbe COR, c'est-à-dire la valeur optimale du paramètre de l'algorithme de détection, est moins évident. Les critères proposés à la sous-section 4.2.3 donnent tous des résultats *a priori* différents. Ils correspondent tous à la minimisation ou maximisation d'une aire



située au-dessus ou au-dessous de la courbe. Ils n'ont qu'un faible rapport avec ce qui pourrait être imposé dans un cahier des charges ou une quelconque réalité physique.

Éventuellement, il est possible de considérer que la courbure permet de rapprocher ou d'éloigner le meilleur point de la courbe par rapport à la seconde bissectrice de l'espace des COR. Un classement des critères peut ainsi être établi, depuis celui privilégiant les points près de la seconde bissectrice d'équation  $PDC = 1 - PFA$ , à celui privilégiant les points près des axes de comportement idéalisé d'équations  $PDC = 1$  et  $PFA = 0$  :

$$DO \rightarrow AR \rightarrow MO \equiv MA \rightarrow DA$$

Cependant, choisir le dernier critère ne permet pas de privilégier à l'avance les points proches de l'axe  $PDC = 1$  ou de l'axe  $PFA = 0$ . Cela peut poser un problème, car leur signification est très différente. Dans le cas de la recherche de défauts, il est possible d'imaginer que les défauts dangereux doivent être détectés avec une probabilité maximale, celle d'obtenir une FA étant peu importante. Au contraire, il est aussi envisageable que les réparations effectuées de façon systématique sur les pièces défectueuses soient tellement complexes qu'il devienne nécessaire de minimiser au mieux la probabilité de fausse alarme, quitte à ne pas détecter certains défauts de faibles dimensions.

Une technique pour prendre en compte cela est de définir un coût pour chacune des deux erreurs possibles [PF01], coûts notés  $c_{FA}$  et  $c_{ED}$ . Il s'agit de coûts qui peuvent être financiers ou non (immobilisation du matériel, du personnel ; perte de crédibilité auprès de clients ; délais contractuels...). Davantage qu'une valeur absolue, c'est leur valeur relative qui est importante, soit la réponse à la question « combien de fois une FA coûte-t-elle plus ou moins cher qu'une ED ? ». Le coût total dû aux erreurs lors d'une évaluation portant sur  $n_{\mathcal{H}_0} + n_{\mathcal{H}_1}$  échantillons s'écrit alors

$$c_{\text{total}} = n_{FA} c_{FA} + n_{ED} c_{ED}$$

Or, par définition,

$$\begin{aligned} n_{FA} &= n_{\mathcal{H}_0} (1 - sp) \\ n_{ED} &= n_{\mathcal{H}_1} (1 - se) \end{aligned}$$

Il vient

$$c_{\text{total}} = n_{\mathcal{H}_0} (1 - sp) c_{FA} + n_{\mathcal{H}_1} (1 - se) c_{ED}$$

Si le nombre total d'échantillons évalués  $n_{\mathcal{H}_0} + n_{\mathcal{H}_1}$  devient grand, ce coût devient le coût statistiquement engendré par les erreurs du processus de détection sur n'importe quel groupe d'échantillons du même nombre et en même proportion. Il est possible de normaliser ce coût en le divisant par  $n_{\mathcal{H}_0} + n_{\mathcal{H}_1}$ . Le coût estimé normalisé s'écrit

$$\hat{c} = PFA p_{\mathcal{H}_0} c_{FA} + (1 - PDC) p_{\mathcal{H}_1} c_{ED}$$

où  $p_{\mathcal{H}_0}$ , respectivement  $p_{\mathcal{H}_1}$ , est la probabilité que l'hypothèse  $\mathcal{H}_0$ , respectivement  $\mathcal{H}_1$ , soit vraie.

Les courbes iso-coût sont par conséquent dans l'espace des COR des droites de pente

$$\text{pente} = \frac{p_{\mathcal{H}_0} c_{FA}}{p_{\mathcal{H}_1} c_{ED}} = \frac{p_{\mathcal{H}_0}}{p_{\mathcal{H}_1}} \frac{c_{FA}}{c_{ED}}$$

Cette pente intègre deux rapports. Le premier est le rapport des probabilités des deux hypothèses. Il permet de prendre en compte le fait qu'une de ces deux hypothèses est plus fréquente que l'autre. Par exemple, si  $\mathcal{H}_0$  est beaucoup plus fréquente que  $\mathcal{H}_1$ , c'est-à-dire si le contrôle est effectué sur des pièces majoritairement saines, ce rapport est approximativement égal à l'inverse de la probabilité  $p_{\mathcal{H}_1}$ . Le second rapport est celui des coûts, et permet d'intégrer la différence de pénalité causée par une erreur, différence définie par le cahier des charges du processus de détection.

Cette méthode est ainsi la plus précise pour déterminer un point de performances optimales sur une courbe COR. L'inconvénient est qu'elle est particulière à chaque application. Par exemple, pour une probabilité de voir vraie l'hypothèse  $\mathcal{H}_1$  égale à  $1/3$ , ce qui correspond à un ratio  $p_{\mathcal{H}_0}/p_{\mathcal{H}_1} = 2$ , une FA coûtant 10 fois moins cher qu'une ED donne une pente égale à 0,2 ; une FA coûtant 5 fois plus cher qu'une ED donne une pente égale à 10. Le premier cas peut exister lorsque ne pas détecter un défaut est très dangereux en termes de vies humaines, mais aussi lorsque le type de pièce inspectée est très simple et jeter les pièces défectueuses ne coûte presque rien. Le second cas peut exister à l'inverse lorsque les pièces évaluées sont très complexes et difficiles à remplacer ou réparer.

La figure 4.7 montre les deux droites iso-coût définies dans ces deux cas. Le premier cas correspond à une droite iso-coût à pente faible, plutôt horizontale, privilégiant les valeurs proches de l'axe  $PDC = 1$ , car la PFA importe peu. À l'inverse, le second cas correspond à une droite iso-coût à pente forte, plutôt verticale, privilégiant les valeurs proches de l'axe  $PFA = 0$ , car les FA sont relativement très coûteuses. Les points aux meilleurs performances ainsi déterminés sont respectivement les points A et B. Selon le choix effectué dans le cahier des charges, le résultat de ce critère peut donc varier sensiblement.

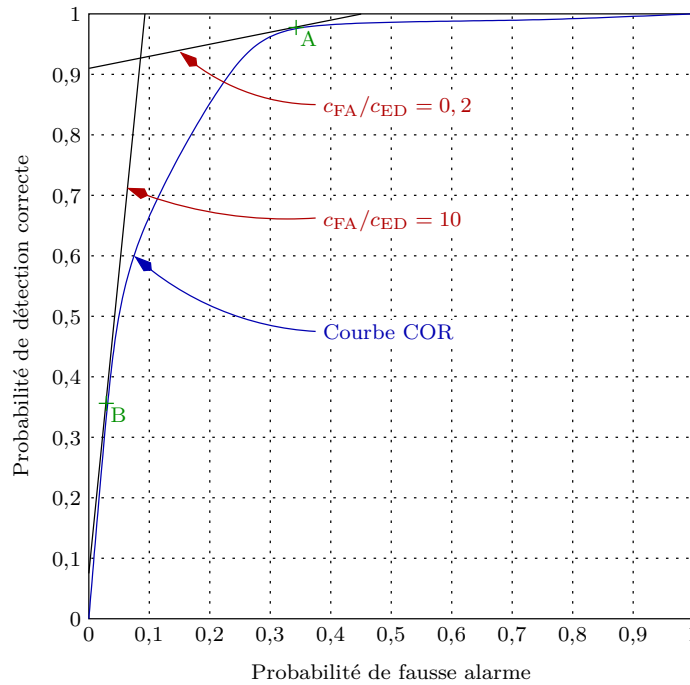


FIG. 4.7 – Critère de qualité des courbes COR, prenant en compte le coût des erreurs et la probabilité de l'hypothèse  $\mathcal{H}_1$  (ici  $p_{\mathcal{H}_1} = 0,4$ )

#### 4.2.5 Conclusion sur la comparaison des courbes COR

Les sous-sections précédentes montrent que les critères pour quantifier la qualité des courbes COR sont nombreux. En pratique, leurs résultats ne sont cependant réellement différents uniquement lorsque les courbes COR sont relativement éloignées du point optimal (0,1). En effet, si elles s'approchent suffisamment de ce point optimal, leur rayon de courbure à sa proximité, nécessairement très faible, n'autorise pas une différence remarquable entre les différentes courbes iso-critères. Au contraire, si elles sont suffisamment éloignées du point optimal, il est possible qu'elles épousent une enveloppe ressemblant davantage à ces courbes iso-critères, et qu'elles laissent ainsi une latitude dans le réglage du paramètre de l'algorithme de détection.

Le critère ASC n'est que très peu influencé par la courbure de la courbe COR. Il représente de fait le meilleur moyen de s'assurer que les conditions de mesure correspondantes offrent des meilleures per-

performances de détection indépendamment du réglage de l'algorithme. Cela signifie que ces performances sont plus robustes vis-à-vis d'un mauvais choix du paramètre.

Enfin, le critère prenant en compte le coût estimé des erreurs de l'algorithme semble réaliser le meilleur compromis au niveau des performances de détection déterminées par une courbe COR unique. En effet, il permet de considérer les réalités imposées par le cahier des charges, et de donner un poids fort pour privilégier les FA ou les ED.

En conséquence, il vient deux conclusions à cette étude :

- **la comparaison de plusieurs courbes COR doit être réalisée par le calcul de l'aire sous la courbe** (critère ASC) ;
- **au sein d'une courbe COR, le point aux meilleures performances doit être choisi grâce à la méthode prenant en compte le coût.**

Si le cahier des charges n'est pas connu, comme c'est le cas pour ces travaux, un bon compromis est de donner un coût équivalent aux deux types d'erreurs, ce qui entraîne une droite iso-coût parallèle à la bissectrice, équivalente à la droite iso-*MO*.

### 4.3 Les performances de détection

Les deux sections précédentes ont permis l'établissement d'un algorithme de détection applicable sur chaque signal CF acquis (section 4.1) et d'une méthode statistique permettant à la fois de déterminer quelles conditions de mesure offrent les meilleures performances de détection, et quel réglage de l'algorithme il faut choisir pour obtenir ces meilleures performances (section 4.2). Cet algorithme et la méthode des courbes COR ont été utilisés sur l'ensemble des acquisitions effectuées. Ils permettent ainsi de connaître les performances de détection qui peuvent être statistiquement attendues des sondes réalisées pour la gamme des défauts considérés dans cette étude.

#### 4.3.1 Comparaison des technologies de microbobines

La figure 4.8 présente les courbes COR obtenues pour les différentes fréquences des CF, dans le cas d'acquisitions faites avec les deux technologies de microbobines, pour la stratégie ERE-. La sonde à microbobines CI a des performances nettement moins bonnes que celle à bobines micromoulées : pour la stratégie ERE-, la seconde sonde obtient une courbe COR « parfaite », c'est-à-dire passant par le point optimal (0,1), pour presque toutes les fréquences, contrairement à la première.

Ces courbes utilisent les 30 défauts de la pièce-échantillon, soit les orientations  $\alpha_i$  et  $\alpha_j$ , sans combinaison. La PFA est évaluée à l'aide de 30 zones suffisamment éloignées des défauts, pour chaque évaluation. L'obtention des courbes parfaites signifie qu'il existe pour ces conditions de mesure au moins un seuil permettant grâce à l'algorithme défini à la section 4.1 de détecter tous les défauts sans déclencher une seule FA. Cette détection est parfaite dans le cas de l'utilisation de la sonde à bobines micromoulées. La sonde à microbobines CI, avec le meilleur réglage, permet à 3 MHz de détecter tous les défauts ( $PDC = 1$ ) mais avec 6,7% de FA. La figure 4.8 confirme donc la conclusion de l'étude du RSB à la section 3.6 : la technologie des bobines micromoulées permet d'obtenir des meilleurs résultats de détection que la technologie des microbobines CI.

#### 4.3.2 Comparaison des stratégies

Cinq stratégies d'émission-réception ont été conçues dans le cadre de ces travaux, dans le but de voir leurs performances de détection comparées et de déterminer ainsi la meilleure d'entre elles. Afin

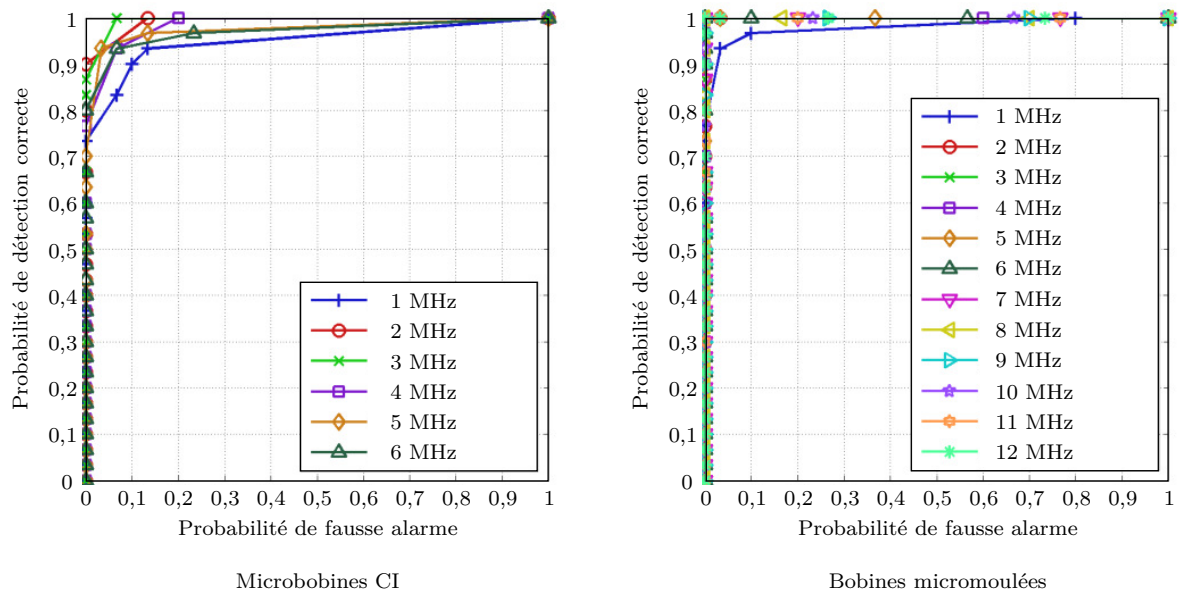


FIG. 4.8 – Courbes COR obtenues avec les deux technologies de microbobines et pour l'ensemble des fréquences d'acquisition

de pouvoir les évaluer et déterminer la meilleure stratégie d'émission-réception, il est important de comparer leurs performances de détection. La figure 4.9 présente les courbes COR optimales<sup>7</sup> au sens de la maximisation du critère ASC, pour chacune des cinq stratégies d'émission-réception et pour chacune des deux technologies de microbobines. Il y apparaît que les stratégies RER, ERE– et ER sont capables avec la sonde à bobines micromoulées d'atteindre le point optimal (0,1). Pour la sonde à microbobines CI, la meilleure courbe reste celle correspondant à la stratégie ERE– à une fréquence de 3 MHz.

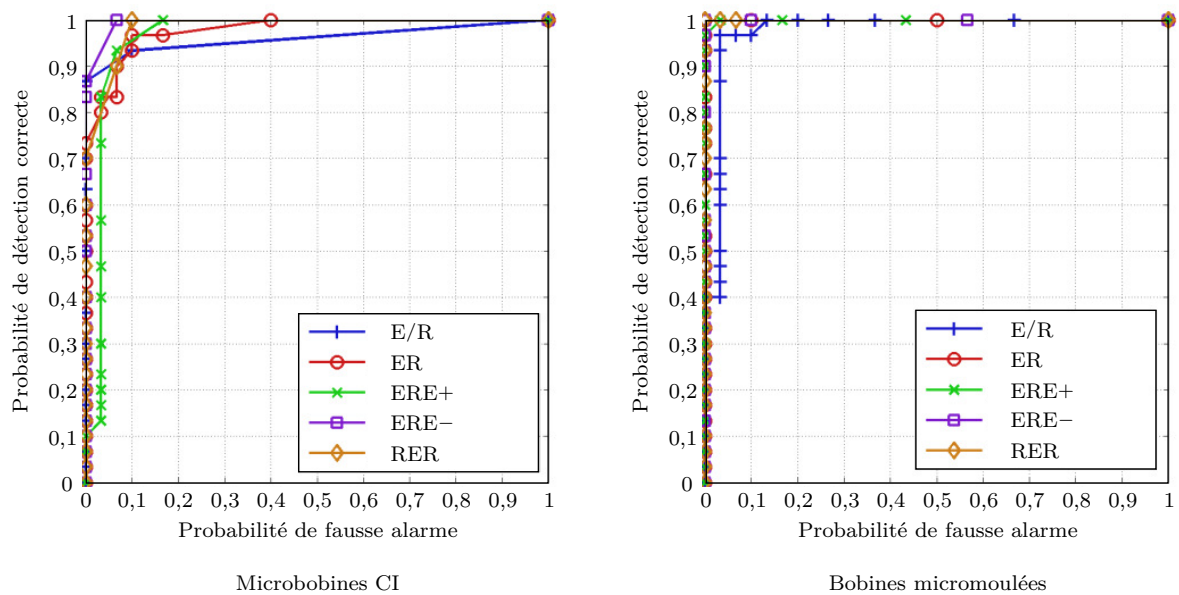


FIG. 4.9 – Courbes COR optimales pour chaque stratégie d'émission-réception

<sup>7</sup>Chaque courbe correspond à une seule fréquence, optimale pour la stratégie d'émission-réception et la technologie de microbobines considérées.

Pour plus de détail, la figure 4.10 trace l'ASC pour l'ensemble des fréquences d'acquisition. Un classement des performances des différentes stratégies d'émission-réception peut être établi ainsi :

- la stratégie ERE– est la stratégie la plus efficace pour la sonde à microbobines CI, suivie par la stratégie RER ;
- dans le cas de la sonde à bobines micromoulées, les deux stratégies ERE– et RER sont équivalentes et obtiennent des résultats parfaits de détection à toutes les fréquences sauf 1 MHz ;
- les résultats des trois autres stratégies sont assez comparables pour la sonde à microbobines CI ;
- dans le cas de la sonde à bobines micromoulées, les deux stratégies ER et ERE+ ont des résultats similaires et assez bons ;
- enfin, la stratégie E/R connaît des performances de détection bien moindres que toutes les autres stratégies, pour la sonde à bobines micromoulées.

En simplifiant, ce classement peut s'écrire

$$\text{ERE-} \approx \text{RER} \gg \text{ERE+} \approx \text{ER} \gg \text{E/R}$$

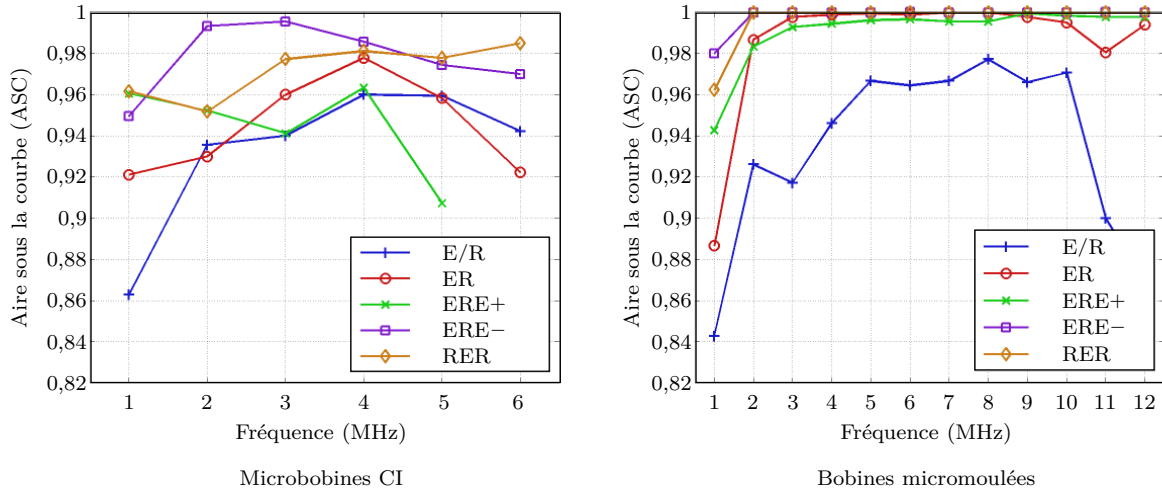


FIG. 4.10 – Aire sous la courbe en fonction de la fréquence pour les différentes stratégies d'émission-réception

De plus, les courbes de la figure 4.10 confirment à nouveau et de façon très globale, pour l'ensemble des stratégies d'émission-réception et l'ensemble des fréquences des CF, la capacité de la sonde à bobines micromoulées à obtenir des meilleures performances de détection. Les figures dans la suite de ce chapitre ne considéreront donc plus que les mesures effectuées à l'aide de la sonde à bobines micromoulées, dans le cas de la stratégie d'émission-réception ERE–.

### 4.3.3 Influence du pas d'échantillonnage spatial

Le pas d'échantillonnage spatial des acquisitions influence directement le nombre de points de mesure appartenant à la zone de signal utile et par suite l'efficacité de l'algorithme de détection. La variation du pas d'échantillonnage est ici obtenue, comme expliqué à la section 3.4, par décimation. Plus le facteur de décimation est fort, plus grand est le pas d'échantillonnage et plus petit est le nombre de points de mesure conservés dans l'image décimée. Un facteur de décimation égal à 10 correspond, pour la sonde à bobines micromoulées, à un pas d'échantillonnage spatial égal à la largeur des microbobines. Une reconstruction est ensuite possible à partir de l'image décimée, par un suréchantillonnage exposé à la section 3.5. Les meilleurs résultats ont été observés pour un facteur de suréchantillonnage  $n_e$  égal au facteur de décimation  $n_d$ .

La figure 4.11 compare, dans le cas de la stratégie ERE– mise en œuvre avec la sonde à bobines micromoulées, les performances de détection de la sonde en fonction de la décimation opérée, toujours suivie d’un suréchantillonnage de même facteur. Elle trace l’évolution du critère ASC (figure 4.11-a) en fonction de la fréquence, pour un facteur de décimation compris entre 1 et 10, ainsi que les courbes COR correspondantes, pour une fréquence des CF de 5 MHz (figure 4.11-b).

La dégradation des courbes COR nécessairement entraînée par le processus de décimation est quasi-nulle jusqu’à  $n_d = 6$  : la détection est presque parfaite encore pour cette valeur, ce qui est une conclusion un peu plus optimiste que celle du calcul du RSB. À  $n_d = 7$  soit un pas d’échantillonnage spatial égal à 700  $\mu\text{m}$ , l’ASC diminue légèrement. Les courbes s’éloignent plus nettement du point optimal (0,1) pour un facteur de décimation plus grand.

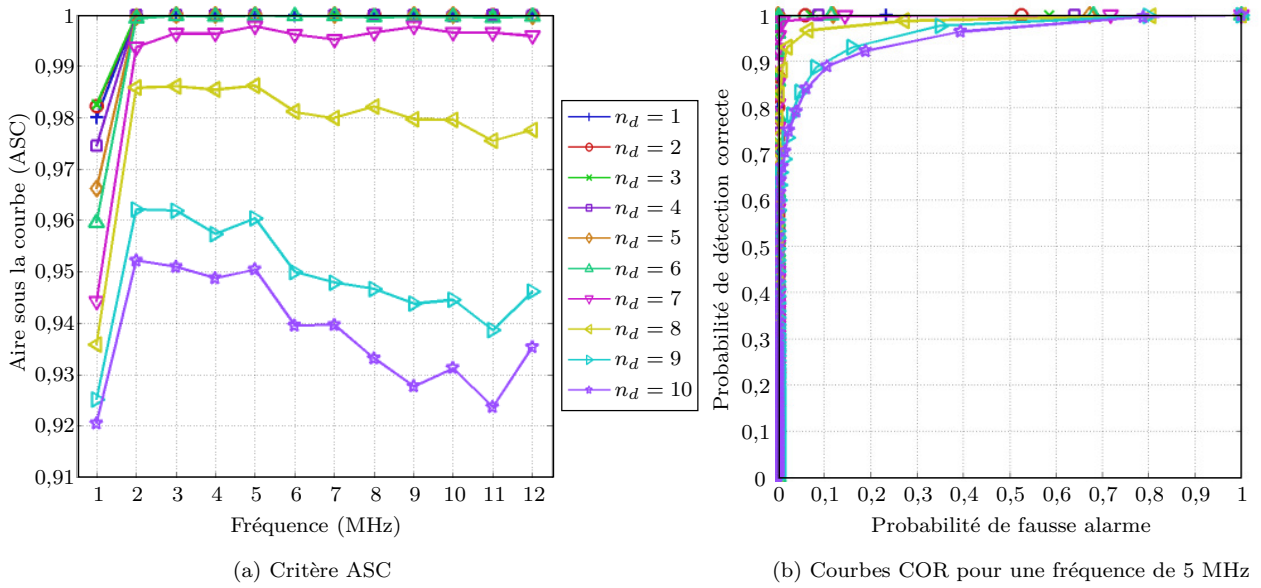


FIG. 4.11 – Influence du pas d’échantillonnage spatial, par l’intermédiaire du facteur de décimation, sur les courbes COR pour la sonde à bobines micromoulées dans le cas de la stratégie ERE–

La figure 4.12 détaille cette évolution par les valeurs, pour chaque courbe COR, des  $PDC$  et  $PFA$  correspondant aux performances optimales<sup>8</sup> de la sonde. Pour  $n_d = 7$ , plus de 98% des défauts sont détectés, et à peine 1% de fausses alarmes sont déclenchées : ce résultat est tout à fait acceptable. Pour  $n_d = 8$ , ces taux sont encore corrects avec respectivement 93% de DC et 2% de FA. Enfin, pour  $n_d = 10$ , le taux d’ED dépasse les 15%, ce qui peut être considéré comme des performances moyennes. Ce cas est néanmoins intéressant car il correspond à un pas d’échantillonnage spatial égal à 1 mm, c’est-à-dire la longueur du côté des microbobines : avec une matrice de microbobines, l’acquisition peut être réalisée sans déplacement mécanique.

#### 4.3.4 Influence de l’orientation

Les figures 4.8 à 4.12 montrent des courbes COR et les ASC correspondantes, calculées à partir des acquisitions faites pour les défauts suivant les orientations  $\alpha_i$  et  $\alpha_j$ , sans combinaison. Or, l’orientation d’un défaut comparativement à l’orientation principale de la sonde modifie le signal CF mesuré, comme

<sup>8</sup>Chaque point sur la figure 4.12 correspond donc à une courbe COR entière, soit un grand nombre de signaux et un réglage que l’on peut considérer comme définitif pour les conditions considérées. On parle de « Probabilité de détection correcte optimale » et de « Probabilité de fausse alarme optimale », au sens où ce sont les performances optimales qui peuvent être atteintes dans ces conditions de mesure.



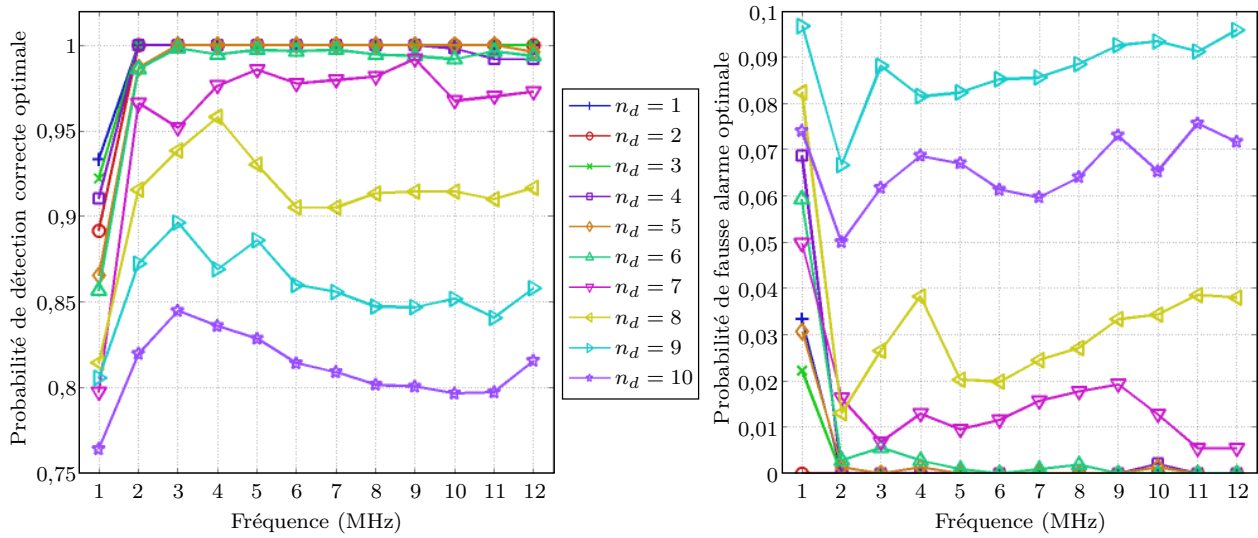


FIG. 4.12 – Influence du pas d'échantillonnage spatial, par l'intermédiaire du facteur de décimation, sur les performances optimales pour la sonde à bobines micromoulées dans le cas de la stratégie ERE–

l'a montré la section 3.2, et par conséquent sa probabilité de détection. L'influence de l'orientation du défaut sur les performances de détection de la sonde doit donc être quantifiée.

La figure 4.13 montre, pour la sonde à bobines micromoulées avec la stratégie ERE– et pour un facteur de décimation  $n_d = 7$ , les valeurs de l'ASC pour les courbes COR dans trois possibilités :

- ne prenant en compte que les défauts suivant l'orientation  $o_i$  ;
- ne prenant en compte que les défauts suivant l'orientation  $o_j$  ;
- ne prenant en compte que les défauts suivant les orientations  $o_{i-j}$  et  $o_{i+j}$ , qui sont équivalentes en termes de probabilité de détection.

Cette figure présente aussi les valeurs des  $PDC$  qui correspondent au réglage optimal du paramètre de l'algorithme. Contrairement à la figure 4.12, le réglage du seuil de détection est déterminé par d'autres courbes COR, prenant en compte l'ensemble des défauts. En effet, pour une fréquence des CF donnée, les inspections des défauts suivant les orientations  $o_i$ ,  $o_j$  et  $(o_{i-j} + o_{i+j})$  engendrent trois courbes COR particulières. Mais l'ensemble des défauts, dans un environnement réaliste où les défauts sont mélangés, correspond à une quatrième courbe COR. Cette courbe sert à déterminer le réglage optimal de l'algorithme de détection, qui est ainsi optimal pour l'ensemble des cas possibles. La probabilité de détecter un défaut suivant une orientation est alors obtenue au sein de la courbe COR particulière, au point correspondant au seuil ainsi déterminé.

Les défauts situés suivant l'orientation  $o_i$  sont bien mieux détectés que les autres<sup>9</sup>. Malgré une valeur d'ASC relativement proche, une nette différence, de près de 10%, peut être visualisée entre les taux de détection de ces défauts et ceux des défauts d'orientations  $(o_{i-j} + o_{i+j})$ . En effet, les dynamiques des signaux CF pour les premiers défauts sont généralement plus élevées que pour les seconds : prendre le seuil de détection global conduit à un compromis qui a tendance à diminuer le seuil de détection pour les défauts suivant  $o_i$  tout en augmentant celui des défauts suivant  $(o_{i-j} + o_{i+j})$ . Les taux de DC et par suite les probabilités de détection varient dans le sens opposé.

<sup>9</sup>Les défauts suivant l'orientation  $o_j$ , bien que situés selon une orientation *a priori* très mauvaise, sont plus efficacement détectés que les orientations  $o_{i-j}$  et  $o_{i+j}$ , car leur signal CF possède une aussi grande dynamique et recouvre une plus grande surface grâce à l'apparition des lobes secondaires suivant l'axe  $\vec{j}$ . Cette étendue acquiert un rôle important pour la détection lorsque le pas d'échantillonnage devient grand.

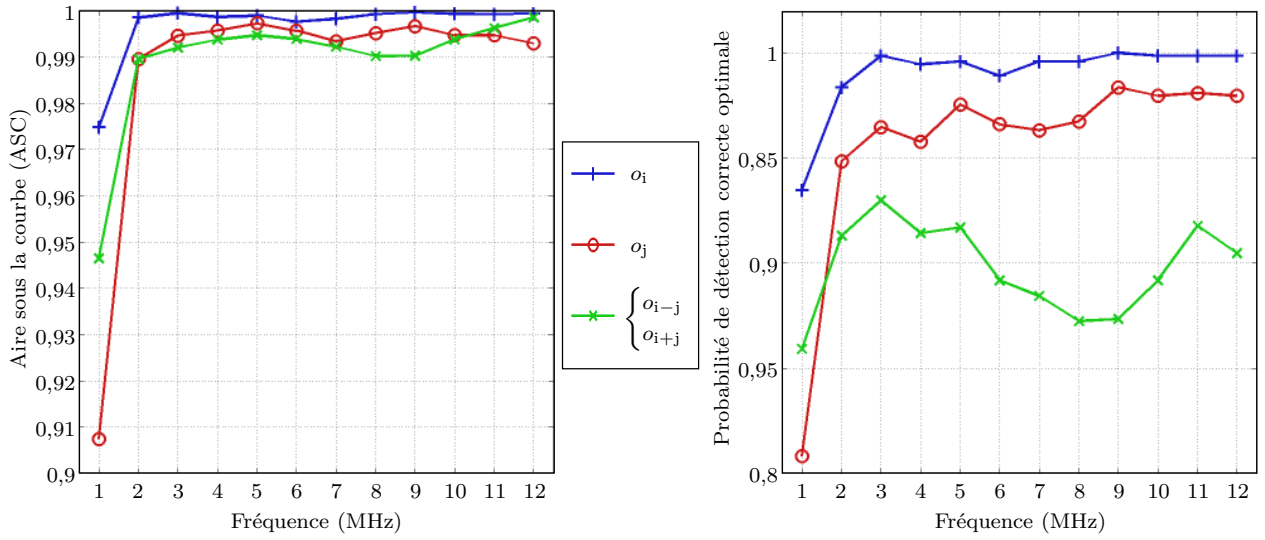


FIG. 4.13 – Comparaison des performances en fonction de l'orientation des défauts

### Intérêt des modes de combinaison d'orientations

Une combinaison des images a été mise en place à la sous-section 3.2.2 (cf. figure 3.12). Il s'agit de l'addition complexe, en chaque point de mesure, des valeurs d'impédances acquises par deux jeux de microbobines dont les orientations principales sont perpendiculaires entre elles<sup>10</sup>. Cela doit permettre de détecter avec les mêmes performances un défaut qui serait dans l'orientation  $\sigma_i$  ou dans l'orientation  $\sigma_j$ . Il est intéressant de savoir ce qu'il advient pour l'ensemble des défauts, y compris ceux suivant les orientations  $\sigma_{i-j}$  et  $\sigma_{i+j}$ .

La figure 4.14 montre la valeur du critère ASC en fonction de la fréquence pour un facteur de décimation variable compris entre 1 et 10. Ces valeurs sont tracées à la figure 4.14-a pour des courbes COR prenant en compte simultanément les quatre orientations de défauts inspectés, sans combinaison. La valeur de l'ASC quantifie donc la qualité globale de détection du dispositif, indépendamment de l'orientation des défauts. Sur la figure 4.14-b, les courbes COR prennent en compte uniquement les deux modes combinés  $m_{c,i}$  et  $m_{c,j}$ . La valeur de l'ASC quantifie alors, comme précédemment, la qualité de détection indépendamment de l'orientation des défauts, mais cette fois après combinaison des signaux acquis.

Le fait de réaliser la détection par l'intermédiaire des modes combinés plutôt que par les acquisitions avant combinaison permet d'augmenter sensiblement la valeur de l'ASC. Cela permet, selon la forme des courbes COR correspondantes, de gagner en moyenne, pour un facteur de décimation  $n_d = 7$ , environ la moitié du taux d'erreurs de détection, soit de 6% à 3% d'ED, tandis que la *PFA* reste à peu près constante et très faible.

### 4.3.5 Synthèse des résultats et conclusion

Afin de résumer les divers résultats et conclusions de cette section, deux tableaux sont établis ci-après. Le premier réunit les données de comparaison entre les deux technologies de microbobines et les cinq stratégies d'émission-réception. Le second tableau énonce les meilleurs résultats de détection en fonction du facteur de décimation choisi.

<sup>10</sup>Ici, ces mesures combinées sont calculées à partir de mesures réalisées avec une même sonde sur deux défauts identiques perpendiculaires entre eux, après rotation d'une des deux images.



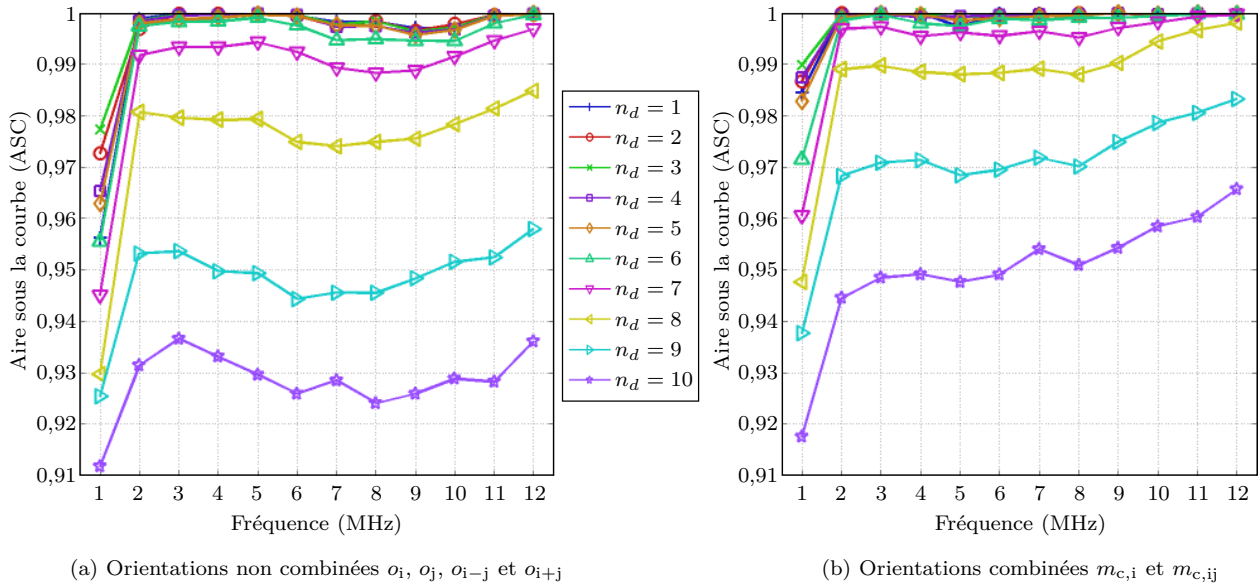


FIG. 4.14 – Aire sous la courbe en fonction de la fréquence avec et sans utilisation de la combinaison d'orientations

#### 4.3.5.1 Comparaison entre les technologies, entre les stratégies

Le tableau 4.2 contient toutes les valeurs optimales du critère ASC. Il détaille chaque technologie de microbobines, chaque stratégie d'émission-réception et trois valeurs du facteur de décimation ; il ne prend en compte que, d'une part les défauts situés selon les orientations  $o_i$  et  $o_j$ , d'autre part la combinaison de ces deux orientations au sein du mode  $m_{c,i}$ . Les valeurs optimales des  $PDC$  et des  $PFA$  sur les courbes COR correspondantes sont aussi incluses dans ce tableau. Il permet ainsi de dégager trois conclusions importantes au sujet des performances de détection :

- la sonde constituée de bobines micromoulées offre nettement de meilleures performances<sup>11</sup> que celle constituée des microbobines CI
- les stratégies ERE– et RER sont les stratégies les plus efficaces en détection  
Elles peuvent détecter tous les défauts sans aucune erreur si  $n_d = 5$ , et commettent moins de 15% d'erreurs (ED et FA ajoutées) pour  $n_d = 10$ .
- utiliser la combinaison des acquisitions par le mode  $m_{c,i}$  est très bénéfique  
Cela permet en effet de diminuer en général le taux total d'erreurs commises (ED et FA) d'environ 10%.

#### 4.3.5.2 Résultats optimaux

Le tableau 4.3 montre les meilleurs résultats obtenus avec la sonde à bobines micromoulées et la stratégie d'émission-réception ERE–, en considérant tous les défauts, c'est à dire les orientations  $o_i$ ,  $o_j$ ,  $o_{i-j}$  et  $o_{i+j}$ , uniquement par combinaison : il s'agit donc des performances par l'utilisation des modes  $m_{c,i}$  et  $m_{c,ij}$ .

Il convient de rappeler que  $n_d$  est le facteur de la décimation qui est appliquée sur les signaux CF avant de quantifier ses performances, et que la décimation est suivie d'un suréchantillonnage de même facteur avant l'évaluation par l'algorithme de détection. Cela correspond à un pas d'échantillonnage

<sup>11</sup>Il convient de comparer les performances globales des deux types de microbobines pour un facteur de décimation  $n_d = 5$ , où ces performances ne sont pas encore trop dégradées.

Technologie	Stratégie	$n_d$	Sans combinaison ( $o_i + o_j$ )			Avec combinaison ( $m_{c,i}$ )		
			$ASC$	$PDC$ optimale	$PFA$ optimale	$ASC$	$PDC$ optimale	$PFA$ optimale
Microbobines  CI	E/R	1	0,985	0,950	0,058	0,994	0,961	0,048
		5	0,980	0,941	0,095	0,994	0,976	0,051
		10	0,960	0,867	0,000	0,993	0,933	0,000
	ER	1	0,977	0,967	0,100	1,000	1,000	0,000
		5	0,973	0,913	0,067	0,994	0,968	0,037
		10	0,971	0,940	0,071	0,991	0,939	0,035
	ERE+	1	0,962	0,966	0,113	0,980	0,933	0,067
		5	0,955	0,888	0,083	0,980	0,912	0,056
		10	0,940	0,867	0,100	0,963	0,956	0,133
	ERE−	1	0,996	1,000	0,067	1,000	1,000	0,000
		5	0,994	0,981	0,044	1,000	0,995	0,000
		10	0,984	0,963	0,081	0,999	0,997	0,023
	RER	1	0,985	1,000	0,100	1,000	1,000	0,000
		5	0,978	0,967	0,067	1,000	1,000	0,000
		10	0,977	0,933	0,033	0,999	0,982	0,007
Bobines  micromoulées	E/R	1	0,977	0,967	0,033	0,978	0,933	0,067
		5	0,969	0,972	0,087	0,972	0,933	0,000
		10	0,965	0,927	0,079	0,968	0,906	0,121
	ER	1	0,999	0,967	0,000	1,000	1,000	0,000
		5	0,999	0,991	0,021	1,000	1,000	0,000
		10	0,953	0,908	0,145	0,967	0,883	0,053
	ERE+	1	0,999	0,967	0,000	1,000	1,000	0,000
		5	0,999	0,965	0,000	1,000	1,000	0,000
		10	0,968	0,887	0,080	0,978	0,900	0,071
	ERE−	1	1,000	1,000	0,000	1,000	1,000	0,000
		5	1,000	0,987	0,001	1,000	1,000	0,000
		10	0,952	0,820	0,050	0,981	0,915	0,057
	RER	1	1,000	1,000	0,000	1,000	1,000	0,000
		5	1,000	1,000	0,000	1,000	1,000	0,000
		10	0,944	0,822	0,069	0,980	0,893	0,032

TAB. 4.2 – Comparaison des conditions de mesure par les performances de détection

spatial des acquisitions égal à  $n_d \times 100 \mu\text{m}$ . Le temps d'acquisition « normalisé » est calculé pour chaque facteur de décimation, en fonction du temps de l'acquisition effectuée avec un pas d'échantillonnage spatial égal à  $100 \mu\text{m}$ . Ce pourcentage est le temps que mettrait la même sonde à trois microbobines pour évaluer une même zone. Le gain de temps est donc très grand, même pour un facteur de décimation égal à 5. Dans le cas d'une matrice à deux dimensions de microbobines, le cas  $n_d = 10$  est celui pour lequel la sonde n'est plus déplacée pour effectuer l'ensemble des acquisitions : le temps d'acquisition est alors très faible, voire nul.

	<i>ASC</i>	<i>PDC</i> optimale	<i>PFA</i> optimale	Pourcentage d'erreur total (ED et FA)	Temps d'acquisition « normalisé »
$n_d = 5$	1,000	1,000	0,004	0,4%	$1/25 = 4,0\%$
$n_d = 6$	1,000	0,992	0,000	0,8%	$1/36 = 2,8\%$
$n_d = 7$	1,000	0,993	0,008	1,5%	$1/49 = 2,0\%$
$n_d = 8$	0,998	0,983	0,023	4%	$1/64 = 1,6\%$
$n_d = 9$	0,983	0,935	0,060	12,5%	$1/81 = 1,2\%$
$n_d = 10$	0,966	0,914	0,099	18,5%	$1/100 = 1,0\%$

TAB. 4.3 – Performances globales maximales pour la sonde à bobines micromoulées et la stratégie d'émission-réception ERE–, avec l'utilisation des modes combinés  $m_{c,i}$  et  $m_{c,ij}$

L'augmentation de l'erreur commise est expérimentalement une fonction logarithmique<sup>12</sup> de  $n_d$  : une valeur de 7 ou 8 permet de contenir les taux d'erreurs dans des limites tout-à-fait acceptable. Au-delà, la détection ne peut plus être considérée comme totalement fiable. Néanmoins, cette étude permet de quantifier la perte de performances de détection correspondant à un temps d'acquisition nul, soit 8,5% d'ED et 9,9% de FA.

<sup>12</sup>La corrélation linéaire entre le logarithme de ces pourcentages et la valeur de  $n_d$  est très forte, avec le carré du coefficient de corrélation  $R^2$  supérieur à 0,98.

## Chapitre 5

# Inversion des signaux, caractérisation des défauts

L'objet d'un dispositif de CND est en général soit la recherche de défauts au sein des pièces, soit l'évaluation de grandeurs constitutives de ces pièces. Les travaux menés ici concernent la recherche de défauts, et consistent en la mise en œuvre de deux technologies de microbobines au sein de deux sondes (cf. chapitre 2), l'acquisition des signaux CF sur un jeu de fissures parallélépipédiques calibrées (cf. chapitre 3), et la détection automatisée de ces défauts (cf. chapitre 4). Le chapitre précédent a de plus permis de déterminer la technologie de microbobines et la stratégie d'émission-réception qui permettent d'obtenir les meilleures performances.

Ces conditions de mesure ont par conséquent été choisies dans un but d'inversion des signaux CF ainsi acquis. L'inversion de signaux est un processus qui réalise une transformation des signaux pour retrouver la représentation physique des objets évalués. Cela correspond à l'opération inverse du processus d'acquisition, comme le montre la figure 5.1. Réaliser l'inversion des signaux permet d'obtenir

- **une plus grande facilité d'interprétation**, grâce à une représentation réaliste ;
- **des informations quantitatives** dans les dimensions des défauts.

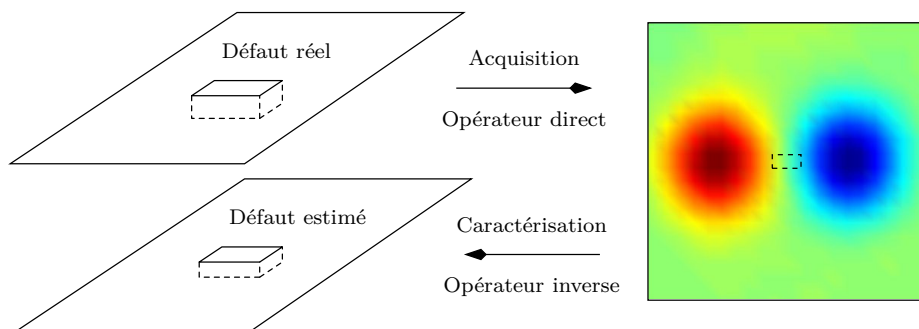


FIG. 5.1 – Processus d'acquisition et d'inversion de signaux

Dans ce chapitre, une introduction générale sur l'inversion explique le choix effectué de la caractérisation. Une paramétrisation des signaux CF est ensuite établie et utilisée pour l'inversion des signaux CF acquis. Enfin, les résultats de cette inversion sont évalués en terme d'erreur systématique et de dispersion statistique.

## 5.1 Les difficultés de l'inversion d'image

Une inversion des signaux CF peut consister à rechercher l'image « réelle » du défaut : pour les défauts inspectés ici, cette image serait une image binaire contenant un rectangle plein. L'intérêt de l'inversion est alors l'obtention d'images dont l'interprétation est beaucoup plus aisée pour l'opérateur : il devient particulièrement facile de connaître les dimensions des défauts ou leur orientation. Néanmoins, l'étude effectuée à la sous-section 3.1.1.3 montre que cette inversion est complexe à mettre en œuvre pour des défauts de faibles dimensions.

### 5.1.1 Les problèmes « mal posés » et la régularisation

L'inversion d'images nécessite l'établissement d'un opérateur « inverse », permettant de transformer les images issues de la mesure CF en images réelles des surfaces évaluées[RH72]. Cet opérateur inverse est néanmoins souvent difficile à déterminer. Si le modèle du « problème direct », qui réalise la transformation depuis la réalité physique vers l'image acquise, est connu et inversible, alors l'opérateur inverse sera bien l'inverse de ce modèle.

Les phénomènes expliqués à la sous-section 1.3.1 sont régis par un modèle direct fortement non-linéaire. Les signaux CF produits le sont donc nécessairement aussi, ce qui peut engendrer une importante difficulté pour inverser les signaux. En particulier, plusieurs défauts différents peuvent donner des signaux CF acquis identiques : la solution de l'inversion n'est pas unique. Il est dans ce cas question de problème « mal posé »[Had02]. Ces problèmes, par opposition aux problèmes « bien posés », ne répondent pas, au minimum, à une de ces trois conditions :

- **solubilité**  
Une solution existe pour toute donnée soumise au processus d'inversion.
- **unicité**  
Cette solution est unique.
- **stabilité**  
La solution dépend de façon continue des données d'entrée du processus.

L'unicité est bien souvent non vérifiée et particulièrement gênante. La non-stabilité engendre, à partir d'une faible incertitude sur la mesure, une incertitude plus importante sur la solution du processus.

Ici, en supposant l'opérateur direct comme un filtre linéaire sur une plage de validité restreinte, ce filtre direct est connu : la sous-section 3.1.1.3 a montré qu'il était possible de prendre l'image CF de l'évaluation d'un défaut de très faibles dimensions en tant que réponse impulsionnelle du dispositif d'acquisition, dont la transformée de Fourier est la fonction de transfert du modèle direct. L'inversion de cette fonction de transfert suffit alors à déterminer le filtre inverse.

Cependant, la non-linéarité des phénomènes électromagnétiques et les bruits apportés par leur mise en œuvre engendrent des difficultés supplémentaires lors de l'inversion. Il est en effet nécessaire de régulariser l'image, c'est-à-dire par exemple de supprimer l'influence des parties du signal ne contenant aucune information, et de permettre ainsi au processus d'inversion le choix de la solution correcte entre les différentes possibilités. La régularisation des problèmes inverses est largement répandue en mathématique physique depuis les travaux de Tikhonov[TA77]. Le filtrage de Wiener, dont l'explication du fonctionnement et un exemple d'application sont donnés à la sous-section 3.1.1.3, fait partie de ces nombreuses techniques<sup>1</sup> et a pour but de limiter l'influence du bruit dans le processus d'inversion. Comme beaucoup d'autres méthodes de régularisation, elle fonctionne à partir d'une analyse spectrale du signal acquis. Cela a pour inconvénient de conduire à une régularisation qui doit être recalculée pour chaque signal.

<sup>1</sup>Le filtrage de Wiener est en fait une certaine « régularisation de Tikhonov » où la matrice de régularisation contient l'inverse de la densité spectrale de puissance du rapport signal sur bruit.

Le réglage des paramètres de régularisation, quelle que soit la méthode adoptée, reste néanmoins relativement complexe. Ces paramètres ont en effet des dépendances fortes et non linéaires avec les conditions de mesure et avec les états statistiques de bruit des signaux à inverser. De plus, l'influence des valeurs choisies pour ces paramètres est suffisamment importante pour réduire très fortement la qualité d'une inversion lorsqu'elles sont mal déterminées[Bar95].

### 5.1.2 Une solution : l'inversion paramétrique

Une alternative envisageable pour la résolution des problèmes inverses est l'utilisation de l'inversion paramétrique des signaux. L'inversion paramétrique, aussi appelée caractérisation, ne produit pas de représentation de la réalité physique sous forme d'images, mais sous forme de caractéristiques d'un modèle donné[Fau98]. La possibilité de recourir à ce genre d'inversion dépend très fortement de l'application : ici, les défauts concernés par l'évaluation sont tous des défauts de même type, à savoir des fissures parallélépipédiques de très faibles dimensions. Il est donc possible d'obtenir la représentation physique de ces défauts uniquement en retrouvant leurs dimensions et leur orientation. L'inversion réalisée par ces travaux consiste ainsi à estimer ces caractéristiques des défauts. Dans d'autres domaines, l'inversion paramétrique peut aussi être utilisée pour déterminer d'autres grandeurs physiques, comme par exemple la température d'une chambre de combustion[SO95].

## 5.2 Les méthodes d'inversion paramétrique

Comme expliqué précédemment, l'inversion paramétrique est un processus permettant d'estimer des caractéristiques des éléments évalués à partir des acquisitions effectuées ou du moins de paramètres des signaux CF acquis. Deux types d'inversions existent : si le modèle utilisé est exécuté plusieurs fois, il s'agit d'une inversion itérative ; dans le cas contraire, l'inversion est directe.

### 5.2.1 L'inversion itérative

Pour l'inversion itérative, le processus est constitué d'une boucle d'itération au sein de laquelle se trouve le modèle direct, qui doit être connu, de façon exacte ou approchée. La sortie du modèle direct est comparée aux acquisitions effectuées, et l'erreur ainsi observée<sup>2</sup> est proposée en entrée d'un algorithme d'optimisation qui modifie alors les estimations des caractéristiques recherchées. À chaque itération, cette modification a pour but de minimiser l'erreur obtenue. L'inversion est supposée correcte et le processus est arrêté lorsque cette erreur devient inférieure à une valeur limite déterminée comme critère d'arrêt des itérations. La figure 5.2 représente le schéma du processus d'inversion itérative.

Si toutes les méthodes d'inversion itératives répondent à ce schéma général, leur différence réside essentiellement dans l'algorithme d'optimisation qui effectue l'estimation des caractéristiques par modifications successives. De tels algorithmes sont relativement nombreux. Parmi les plus utilisés se trouvent la méthode de Newton[Deu04], la descente du gradient[Sny05], la méthode du simplexe[DOW55] ou encore les algorithmes génétiques[SBKKB07].

Un inconvénient de cette technique est le temps de calcul requis, en particulier si le modèle utilisé est complexe. En effet, les nombreuses itérations demandent un temps qui peut devenir important, et qui est inconnu *a priori* : chaque évaluation demandera un temps de traitement différent. Il est dès lors relativement difficile de mettre en œuvre ce genre d'inversion pour un système d'acquisition et de caractérisation simultanées.

---

<sup>2</sup>L'erreur entre les acquisitions réalisées et la sortie du modèle direct n'est pas nécessairement le résultat d'une simple soustraction ou d'un calcul d'erreur quadratique, mais peut intégrer des calculs plus complexes, comme ceux de fonctions de vraisemblance.

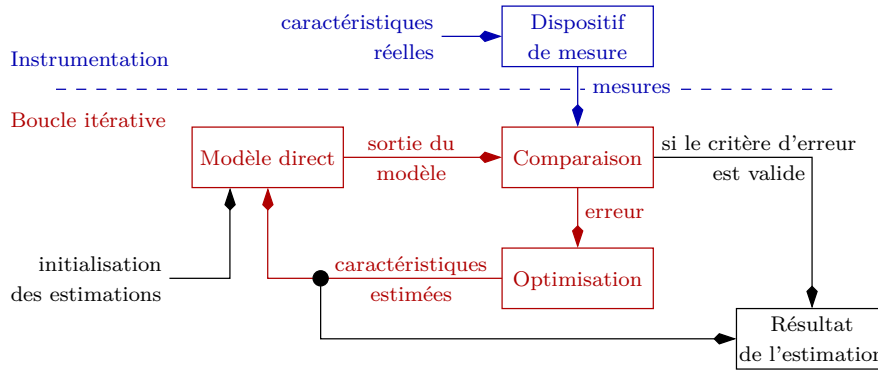


FIG. 5.2 – Processus général d'inversion itérative

De plus, l'inversion itérative est assez sensible à la précision du modèle direct : un modèle inexact peut aboutir à une solution non satisfaisante tandis qu'un modèle trop précis risque de rendre le processus peu robuste vis-à-vis de perturbations. Le choix de l'initialisation des caractéristiques estimées est aussi important. En effet, ces algorithmes d'optimisation recherchent des *minima*, et il arrive que le résultat soit un minimum local et non global. Cependant, des méthodes existent pour pallier ces problèmes, et l'inversion itérative est présentée comme une méthode très efficace et précise lorsque correctement mise en œuvre[SVS08].

### 5.2.2 L'inversion directe

Dans le cas de l'inversion directe, le processus contient directement le modèle inverse, comme indiqué sur la figure 5.3. Deux cas se présentent alors.

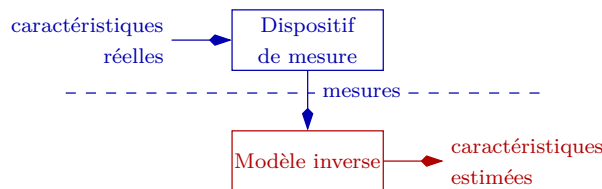


FIG. 5.3 – Processus général d'inversion directe

#### 5.2.2.1 Si le modèle direct est connu et inversible

Si le modèle direct est connu et inversible, le modèle inverse est alors obtenu par l'inversion du modèle direct. Le processus d'inversion est ensuite capable de donner de façon immédiate et systématique une estimation des caractéristiques du défaut inspecté. Cette méthode est donc particulièrement rapide. Il est envisageable<sup>3</sup> que le modèle ne soit inversible que sur une plage réduite de valeurs, sur laquelle il aura été préalablement linéarisé[Akn90].

<sup>3</sup>Ces linéarisations sont même quasi-systématiques, au moins parce que l'ensemble des valeurs des grandeurs d'intérêt ne sont pas physiquement disponibles. Les modèles directs ne sont donc très souvent définis que sur une plage de valeurs finie, plage sur laquelle les grandeurs d'intérêt sont disponibles. Par ailleurs, le comportement des dispositifs d'acquisition en dehors de ces plages est souvent dénué d'intérêt.

### 5.2.2.2 Si le modèle direct n'est pas inversible

Si le modèle direct n'est pas inversible, le modèle inverse peut dans ce cas être construit à partir de la correspondance entre paramètres des signaux acquis et caractéristiques recherchées des défauts. Le modèle inverse n'a alors aucun rapport réel avec le modèle direct constitué des équations et lois physiques mises en jeu, mais les transformations qu'ils modélisent sont l'inverse l'une de l'autre. Il s'agit d'un modèle uniquement « comportemental », associant les variations des caractéristiques à estimer en fonction des paramètres des signaux. Ce modèle possède des paramètres internes, qui doivent être réglés par une période d'apprentissage.

Ces modèles inverses peuvent être établis par plusieurs algorithmes. Les algorithmes de type réseaux de neurones[SKC97, BCFR98] sont très utilisés, industriellement depuis une trentaine d'années. Inspirés des neurones biologiques, il s'agit d'un outil réputé souple, rapide et susceptible de modéliser des fonctions compliquées, notamment non linéaires. Cependant, un réseau de neurones possède, en plus de ses coefficients réglables, un grand nombre d'éléments variables. Il faut en effet déterminer en particulier le nombre de couches internes sur lesquelles sont fixés les neurones, le nombre de neurones sur chaque couche, le type de fonction d'activation pour chaque neurone. Toutes ces possibilités ont un revers : il est nécessaire de posséder une certaine expertise avant de pouvoir construire un réseau de neurones efficace.

### 5.2.3 Le choix entre les méthodes

Le choix entre les méthodes d'inversion brièvement présentées précédemment n'est pas évident. Les travaux de recherche des dernières décennies ont engendré une très grande diversité au sein de ces techniques, chacune présentant des avantages et des inconvénients.

Le choix dépendra avant tout du cahier des charges et de la précision du modèle direct. Il est possible d'effectuer un premier choix par le fait que si le temps de calcul n'est pas le principal critère et que le modèle direct est parfaitement connu, l'utilisation de méthodes itératives est souhaitable. Dans le cas d'une application rapide ou disposant de faibles moyens de calcul, les méthodes d'inversion directe sont préférables. La construction d'un modèle inverse sera obligatoire si le modèle direct n'est pas inversible.

## 5.3 La paramétrisation

### 5.3.1 Le but de la paramétrisation

Dans le but de l'évaluation des défauts inspectés, le choix de l'inversion des signaux CF a été porté vers l'estimation des caractéristiques des défauts, c'est-à-dire le processus de caractérisation. Cependant, les signaux CF originaux contiennent un grand nombre de données, à savoir une valeur d'impédance complexe à chaque point de mesure. Cela complique fortement l'inversion, qu'elle soit itérative ou directe.

Ces données, valeurs des signaux CF situées les unes à côté des autres, sont très dépendantes entre elles, et toutes ne sont pas nécessaires pour l'inversion. Diminuer le nombre de ces données permet de simplifier le processus de caractérisation. La paramétrisation des signaux CF, par la sélection des données utiles, réalise cette simplification[Ouk97].



### 5.3.2 Les paramètres

Parallèlement à la nécessité de réduction du nombre de données caractérisant le signal CF, il est important que les paramètres définissent au mieux le signal, afin que le moins possible d'information contenue dans le signal ne soit perdue.

Beaucoup de paramètres peuvent être choisis. Comme expliqué à la sous-section 3.1.2, les représentations de type signatures permettent une définition plus aisée de ces paramètres et facilitent donc la paramétrisation. Il est possible de séparer les paramètres en deux classes, selon qu'ils correspondent à une signature CF ou à une combinaison de signatures CF.

#### 5.3.2.1 Paramètres d'une signature CF

La signature CF est une des représentations possibles du signal CF. Elle a été présentée à la sous-section 3.1.2. Elle permet de visualiser l'ensemble des valeurs complexes de l'impédance acquises aux différents points de mesure, dans le plan complexe. Trois paramètres peuvent y être déterminés, indiqués sur la figure 5.4 :

- la dynamique principale  $D$
- la dynamique secondaire  $d$
- l'angle d'inclinaison  $\alpha$

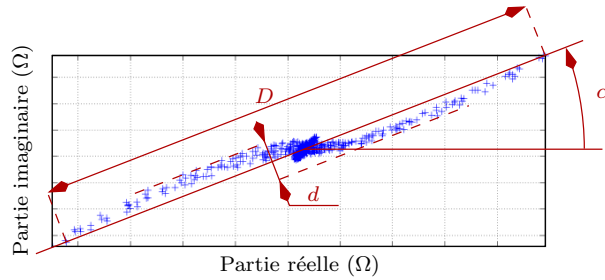


FIG. 5.4 – Paramétrisation d'une signature CF

La détermination de l'angle d'inclinaison est effectuée conjointement à la transformation en amplitude principale exposée à la section 3.1.3. L'angle d'inclinaison  $\alpha$  est celui séparant l'axe réel du plan complexe de la droite de projection définie par la transformation. À partir des coefficients  $a$  et  $b$  de la droite d'équation 3.2, définis par les équations 3.6 et 3.7, l'angle d'inclinaison (en degrés) s'écrit

$$\alpha = \begin{cases} -\frac{180}{\pi} \arctan\left(\frac{b}{a}\right) & \text{si } a \neq 0 \\ 90 \text{ signe}(b) & \text{sinon} \end{cases}$$

La dynamique principale est la dynamique de l'amplitude principale, calculée simplement par

$$D = \max_{n_i, n_j} s'(n_i, n_j) - \min_{n_i, n_j} s'(n_i, n_j)$$

où  $s'$  est l'amplitude principale<sup>4</sup>, signal réel contenant les valeurs de la projection orthogonale du signal CF complexe  $s(n_i, n_j)$  sur la droite d'angle d'inclinaison  $\alpha$  par rapport à l'axe réel, ou encore

$$D = \max_{n_i, n_j} \left( b \Re[s(n_i, n_j)] - a \Im[s(n_i, n_j)] \right) - \min_{n_i, n_j} \left( b \Re[s(n_i, n_j)] - a \Im[s(n_i, n_j)] \right)$$

<sup>4</sup>L'amplitude principale est l'amplitude signée de l'impédance mesurée, définie à la sous-section 3.1.3, page 44.

De même,  $d$  est la dynamique de la projection sur la droite perpendiculaire notée  $s''$  et s'obtient avec

$$\begin{aligned} d &= \max_{n_i, n_j} s''(n_i, n_j) - \min_{n_i, n_j} s''(n_i, n_j) \\ &= \max_{n_i, n_j} \left( a \Re[s(n_i, n_j)] + b \Im[s(n_i, n_j)] \right) - \min_{n_i, n_j} \left( a \Re[s(n_i, n_j)] + b \Im[s(n_i, n_j)] \right) \end{aligned}$$

Ces trois paramètres définissent quasiment totalement la signature CF à laquelle ils sont attachés.

### 5.3.2.2 Paramètres après combinaison

La combinaison des signaux CF, décrite à la sous-section 3.2.2, permet de multiplier le nombre de ces paramètres par 3. En effet, chaque défaut, inspecté par deux sondes d'axes principaux perpendiculaires entre eux, donne trois signaux CF :

- celui du **mode**<sup>5</sup> **parallèle**  $m_{\parallel}$  comprenant les modes  $m_{\parallel i}$  et  $m_{\parallel ij}$  ;
- celui du **mode perpendiculaire**  $m_{\perp}$  comprenant les modes  $m_{\perp i}$  et  $m_{\perp ij}$  ;
- celui du **mode combiné**  $m_c$  comprenant les modes  $m_{c,i}$  et  $m_{c,ij}$ .

Ainsi sont obtenus les paramètres  $\alpha_{\parallel}$ ,  $\alpha_{\perp}$ ,  $\alpha_c$ ,  $D_{\parallel}$ ,  $D_{\perp}$ ,  $D_c$ ,  $d_{\parallel}$ ,  $d_{\perp}$ ,  $d_c$ . Le mode combiné produit un signal CF identique pour deux défauts perpendiculaires entre eux : il sera souvent préférable d'utiliser, parmi les paramètres définis précédemment, ceux calculés sur des signatures CF combinées.

D'autres paramètres peuvent être calculés à partir des trois signaux CF correspondant à un même défaut, en utilisant plusieurs paramètres parmi les précédents. En faire une liste exhaustive serait fastidieux et relativement peu utile, à cause des multiples possibilités. Un grand nombre de ces possibilités a néanmoins été étudié. Cette étude a permis de sélectionner les paramètres les plus intéressants, comme présenté à la sous-section 5.4.2.

## 5.4 L'inversion

La méthode d'inversion choisie est une méthode directe, non itérative. Cette méthode permet une mise en œuvre rapide, avec un pré-réglage des coefficients grâce à des données *a priori*. Elle nécessite cependant l'établissement d'un modèle inverse, ce qui n'est pas toujours possible. Pour cette étude, un tel modèle a pu être défini. Cette section explique en détail les différentes étapes ayant permis la réalisation de l'algorithme d'inversion : la définition des caractéristiques des défauts à estimer et des paramètres des signaux CF, l'obtention du modèle inverse, les améliorations apportées grâce aux informations *a priori* et les réglages des coefficients du modèle.

### 5.4.1 Les caractéristiques à estimer

Les défauts considérés dans ces travaux sont des fissures parallélépipédiques. Ils ont donc trois dimensions :

- **une longueur**  $\ell$ , ici égale à 100  $\mu\text{m}$ , 200  $\mu\text{m}$ , 400  $\mu\text{m}$ , 600  $\mu\text{m}$  ou 800  $\mu\text{m}$  ;
- **une profondeur**  $p$ , ici égale à 100  $\mu\text{m}$ , 200  $\mu\text{m}$  ou 400  $\mu\text{m}$  ;
- **une largeur**, ici égale à 100  $\mu\text{m}$  pour tous les défauts.

Dans cette étude, la largeur des défauts est exclue des dimensions à estimer, car l'ensemble des défauts à disposition ne permet pas de connaître son influence sur les signaux CF. Les seules dimensions à estimer sont la longueur et la profondeur.

<sup>5</sup>Les notations des 6 modes  $m_{\parallel i}$ ,  $m_{\parallel ij}$ ,  $m_{\perp i}$ ,  $m_{\perp ij}$ ,  $m_{c,i}$  et  $m_{c,ij}$ , ont été introduites à la sous-section 3.2.2, page 49.

L'orientation est aussi une caractéristique importante influençant les signaux CF. Ici, les acquisitions ont été faites à partir de quatre orientations différentes. Il sera par conséquent impossible de déterminer de façon continue un angle entre les orientations principales du défaut et de la sonde, mais il sera question d'un choix entre les trois cas suivants :

- **orientation**  $o_1$  : orientation selon les axes  $\vec{i}$  ou  $\vec{j}$  ;
- **orientation**  $o_2$  : orientation selon les axes  $(\vec{i} - \vec{j})$  ou  $(\vec{i} + \vec{j})$  ;
- **orientation**  $o_3$  : aucune orientation principale (cas du défaut de longueur 100  $\mu\text{m}$ ).

Chaque défaut détecté doit être classé au sein de l'un de ces trois cas<sup>6</sup> : il s'agit d'une classification.

Pour chaque jeu de conditions de mesure, c'est-à-dire pour chaque triplet constitué d'une technologie de microbobines, d'une stratégie d'émission-réception et d'une fréquence des courants d'excitation, 60 acquisitions sont effectuées, 90 signaux CF sont disponibles après combinaison. Cela correspond à 30 défauts différents, parmi lesquels chaque valeur de longueur se rapporte à 6 défauts et chaque valeur de profondeur à 10 défauts. Concernant les orientations, si  $o_1$  et  $o_2$  correspondent chacune à 12 défauts,  $o_3$  n'est l'orientation que de 6 défauts.

## 5.4.2 Sélection des paramètres

Ces paramètres sont assez nombreux et redondants. Le bruit que chacun d'eux comporte individuellement et de façon aléatoire risque de rendre instable le processus d'inversion. Il faut sélectionner les plus pertinents. Deux axes de sélection doivent être privilégiés :

- **la corrélation avec les caractéristiques à évaluer ;**
- **la robustesse à l'échantillonnage spatial.**

### 5.4.2.1 Paramètres hybrides

Parmi les paramètres calculés à partir des trois signaux CF correspondant à un même défaut, deux paramètres apparaissent comme particulièrement intéressants pour l'estimation de l'orientation, effectuée à la sous-section 5.4.3.

Le premier de ces deux paramètres est la différence entre les dynamiques des deux premiers modes, divisée par la dynamique du mode combiné. Ce rapport s'écrit

$$P_1 = \frac{|D_{\parallel} - D_{\perp}|}{D_c}$$

Le second de ces deux paramètres est le rapport entre l'angle d'inclinaison et la dynamique du mode combiné, donné par

$$P_2 = \frac{\alpha_c}{D_c}$$

Ces paramètres présentent l'avantage de varier fortement en fonction de l'orientation des défauts et faiblement en fonction des autres caractéristiques.

---

<sup>6</sup>Dans le cas de l'orientation  $o_1$ , il est relativement aisé de déterminer l'axe du défaut parmi  $\vec{i}$  ou  $\vec{j}$ , la plus grande dynamique étant obtenue par la sonde dont l'axe principal est parallèle au défaut. Il est donc possible d'éventuellement définir deux « sous-cas », ce qui n'est pas réalisé ici. Dans le cas de l'orientation  $o_2$ , déterminer l'axe parmi les deux possibilités est par contre impossible.

### 5.4.2.2 Étude de la corrélation

Afin d'effectuer un premier tri parmi les paramètres choisis, une méthode simple peut être d'effectuer une étude de corrélation entre les paramètres des signaux CF et les différentes caractéristiques pour l'ensemble des défauts. Une étude de corrélation est la recherche des ressemblances dans les variations des données. Cette étude est menée par le calcul du coefficient de corrélation linéaire qui s'écrit

$$R = \frac{\text{cov}(x,y)}{\sqrt{V(x) V(y)}} = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x}) (y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}}$$

avec les  $x_i$  et  $y_i$  les  $n$  réalisations des grandeurs  $x$  et  $y$ .

La figure 5.5 montre les résultats de cette étude. Le produit  $\ell \times p$  a été ajouté au sein des caractéristiques, pour essayer de trouver l'existence de relations affines avec cette quantité. Il apparaît dans ces valeurs que les angles d'inclinaison des signatures CF ont une forte corrélation avec la profondeur ; les dynamiques, qu'elles soient principales ou secondaires, sont fortement corrélées avec le produit  $\ell \times p$ .

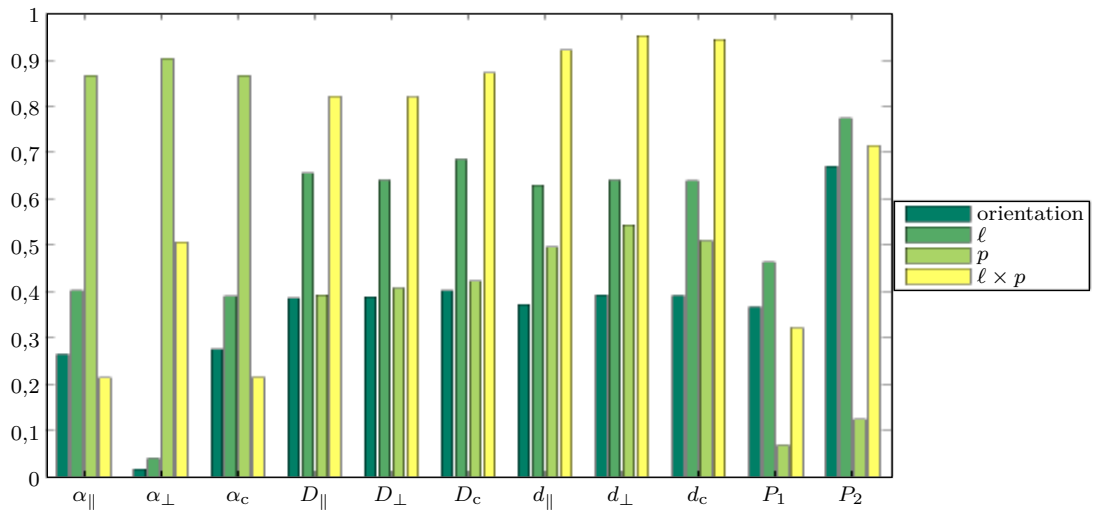


FIG. 5.5 – Coefficients de corrélation linéaire entre les paramètres des signaux CF et les caractéristiques des défauts à estimer

La première corrélation s'explique essentiellement par l'équation 1.5. Elle montre en effet que le déphasage de la densité des courants induits au sein de la pièce testée dépend de façon importante de la profondeur à laquelle ils se situent au sein de cette pièce. La variation de l'angle d'inclinaison est la variation du déphasage entre la tension mesurée et le courant d'excitation, donc la variation de phase de la tension mesurée. La tension mesurée étant modifiée lorsque les courants induits sont déviés, l'angle d'inclinaison de la signature CF observée est par conséquent fonction de la profondeur  $p$  du défaut.

Pour la deuxième corrélation, il convient de restreindre l'analyse au cas présent des défauts de type parallélépipèdes plats, avec une largeur plus faible que la longueur. Il a été montré dans ce cas que la largeur des fissures a une influence négligeable sur le champ magnétique de réaction dû aux défauts : les signaux, en particulier en amplitude, sont très influencés par la surface latérale des défauts. Cette propriété est d'ailleurs à la base de la modélisation par éléments finis de défauts fins[CSLBM07b], les défauts étant modélisés comme des fissures infiniment plates. Cette propriété est ici retrouvée par

l'étude des coefficients de corrélation linéaire.

### Discussion sur l'utilisation des coefficients de corrélation linéaire

Il est couramment admis que  $R$  quantifie la corrélation linéaire entre deux données, c'est-à-dire la possibilité de trouver une relation affine entre ces deux vecteurs. Toute autre relation n'est pas prise en compte : par exemple, une relation polynomiale d'ordre 2 donne en général un coefficient de corrélation linéaire très faible. De plus, ce coefficient est très sensible aux valeurs extrêmes, comme le montre la figure 5.6. Elle présente quatre couples de vecteurs possédant les mêmes moyennes, variances, coefficients de corrélation linéaire et droites de régression linéaire, malgré une différence visuelle très importante. Ces quatre couples, connus sous le nom du quartet d'Anscombe, ont été publiés par F. Anscombe en 1973[Ans73].

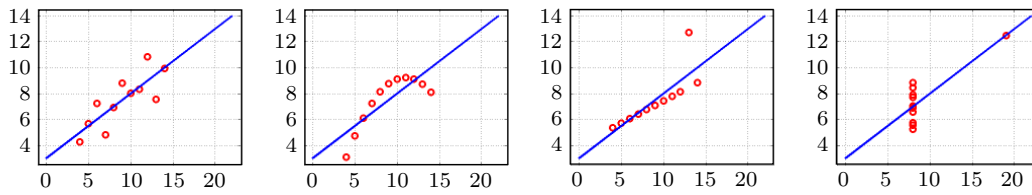


FIG. 5.6 – Quartet d'Anscombe : les quatre couples  $(x, y)$  ont tous un coefficient de corrélation linéaire égal à 0,816

Néanmoins, calculer les coefficients de corrélation linéaire entre les paramètres des signaux CF acquis et les caractéristiques des défauts inspectés permet d'obtenir des informations intéressantes, dans le cas où des relations affines existent. Par exemple, la longueur et la profondeur n'offrent, pour aucun des paramètres, une corrélation très importante. Il n'y a *a priori* que peu de chances de pouvoir définir une relation linéaire entre chacun des paramètres et ces caractéristiques. Il est par contre tout à fait envisageable que des relations non linéaires existent.

#### 5.4.2.3 Influence du pas d'échantillonnage spatial

L'inversion envisagée doit permettre de retrouver à partir d'un signal CF paramétré les caractéristiques du défaut inspecté. Les processus de décimation et de suréchantillonnage des signaux CF acquis, présentés aux sections 3.4 et 3.5 correspondent au processus d'échantillonnage spatial que réaliserait une acquisition « réaliste ». Le pas d'échantillonnage spatial du signal CF après décimation est égal au pas original (100  $\mu\text{m}$ ) multiplié par le facteur de décimation  $n_d$ . Ce processus de décimation introduit le fait que ces contrôles effectués en pratique contiennent moins de points de mesure et par conséquent moins d'informations : plus le pas d'échantillonnage spatial ou le facteur de décimation est important, plus la dynamique, le RSB et la probabilité de détection sont détériorés. Il est nécessaire que les valeurs des paramètres utilisés au sein de l'inversion soient le moins possible affectées par la décimation ou la variation du pas d'échantillonnage spatial.

Les figures 5.7 et 5.8 montrent l'évolution des coefficients de corrélation en fonction du facteur de décimation, plus précisément pour un facteur  $n_d = 5$  à la première et  $n_d = 10$  à la deuxième figure. Le cas  $n_d = 5$  correspond à un pas d'échantillonnage spatial égal à 500  $\mu\text{m}$ , soit la moitié de la largeur d'une microbobine ; le cas  $n_d = 10$  correspond à un pas d'échantillonnage spatial égal à 1 mm, soit la largeur d'une microbobine. Elles indiquent que la corrélation entre les angles d'inclinaison des signatures CF et les profondeurs des défauts, conservées encore pour  $n_d = 5$ , sont très dégradées à  $n_d = 10$ . Au contraire, les valeurs des coefficients de corrélation linéaire entre les dynamiques et les surfaces latérales des défauts sont assez stables.

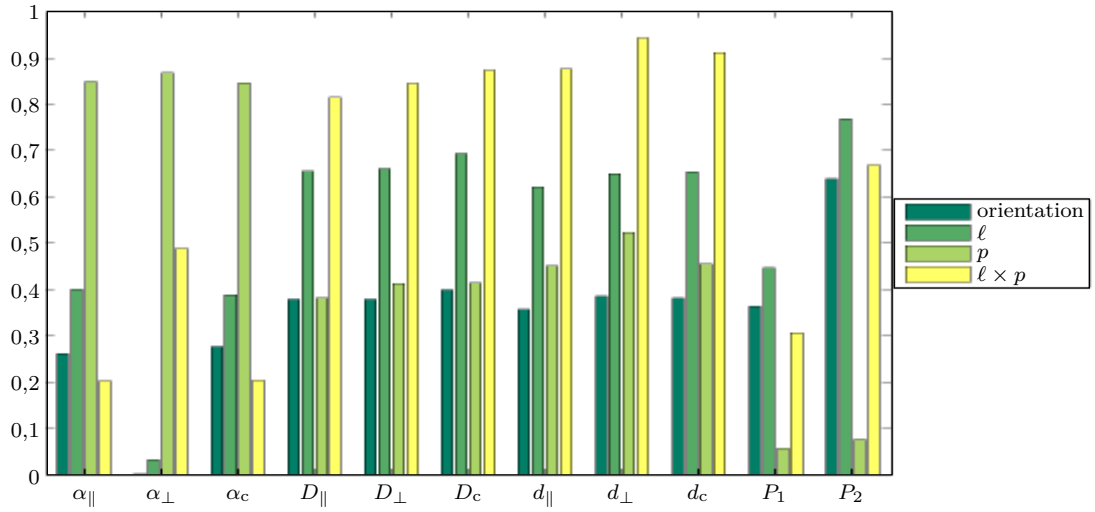


FIG. 5.7 – Coefficients de corrélation linéaire entre les paramètres des signaux CF et les caractéristiques des défauts à estimer, après décimation d'un facteur  $n_d = 5$

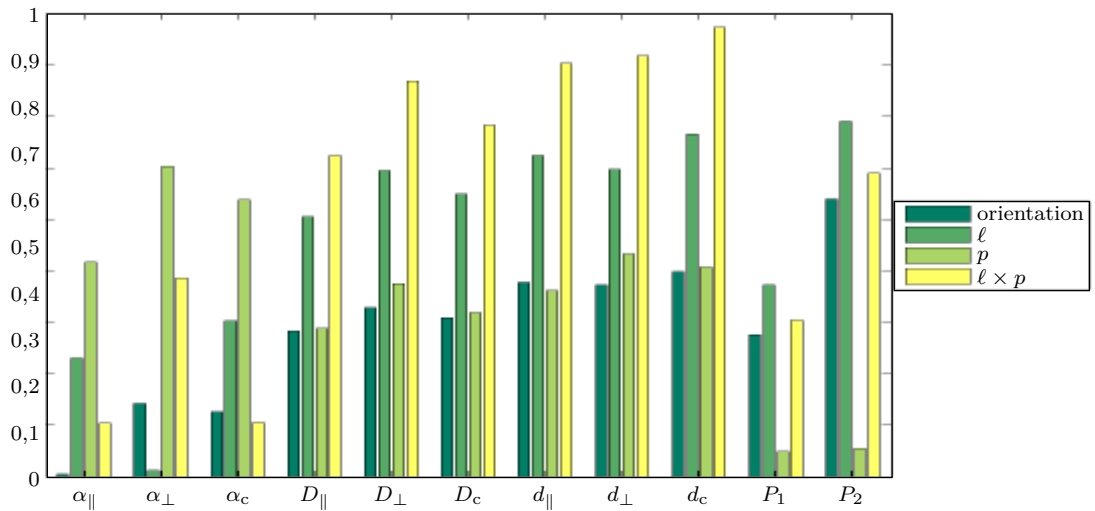


FIG. 5.8 – Coefficients de corrélation linéaire entre les paramètres des signaux CF et les caractéristiques des défauts à estimer, après décimation d'un facteur  $n_d = 10$

#### 5.4.2.4 Utilisation du mode combiné

Le mode combiné correspond à un signal CF identique pour deux défauts perpendiculaires entre eux. Il est ainsi souvent préférable d'utiliser les paramètres calculés sur les signatures CF combinées. En effet, la dynamique du mode combiné est par exemple identique pour ces deux défauts perpendiculaires, contrairement aux modes parallèle et perpendiculaire. Elle ne dépend que des autres caractéristiques des défauts.

#### 5.4.3 Estimation de l'orientation

Dans le cas de l'étude menée ici, estimer l'orientation des défauts détectés correspond, contrairement à l'estimation de leur profondeur et de leur longueur, à une classification entre trois classes définies à la sous-section 5.4.1. Les deux paramètres  $P_1$  et  $P_2$  ont été définis à la sous-section 5.4.2.1 et choisis pour réaliser cette estimation. Il s'agit de paramètres faisant intervenir plusieurs paramètres élémentaires des signatures CF. Ils ont été déterminés grâce à l'observation de leur évolution en fonction des caractéristiques des défauts inspectés<sup>7</sup>, représentée à la figure 5.9 pour un exemple des 30 combinaisons de signaux CF, acquis avec la sonde à bobines micromoulées, la stratégie d'émission-réception ERE- et une fréquence des courants d'excitation égale à 5 MHz.

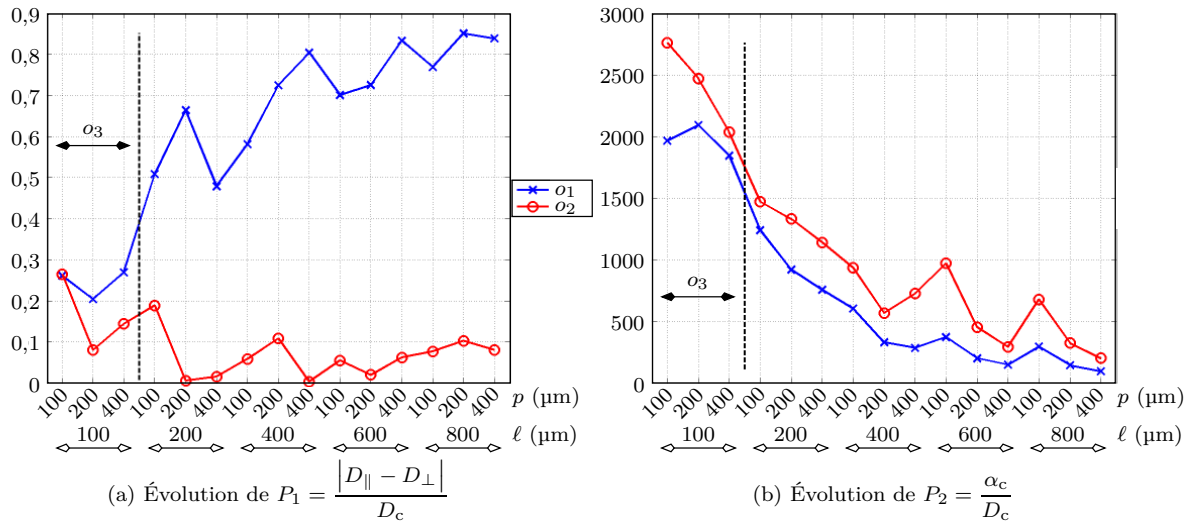


FIG. 5.9 – Évolution des paramètres  $P_1$  et  $P_2$  en fonction des caractéristiques des défauts

##### 5.4.3.1 Le paramètre $P_1 = \frac{|D_{||} - D_{\perp}|}{D_c}$

Le paramètre  $P_1$  réalise le rapport entre, d'une part la différence entre les dynamiques des deux modes parallèles et perpendiculaires, d'autre part la dynamique du mode combiné. Cette dernière étant nécessairement plus grande que les dynamiques non combinées, ce rapport est donc normalisé

<sup>7</sup>Sur cette figure ainsi que sur les suivantes, les défauts d'orientation  $o_3$  sont ceux de longueur égale à 100  $\mu\text{m}$ , soit les trois premiers en partant de la gauche. Les suivants correspondent effectivement à l'orientation marquée en légende, à savoir  $o_1$  pour la courbe bleue à croix et  $o_2$  pour la courbe rouge à ronds.

De même, cette figure et toutes les figures suivantes présentant l'évolution des paramètres en fonction des caractéristiques des défauts inspectés correspondent à des acquisitions effectuées dans les mêmes conditions de mesure :


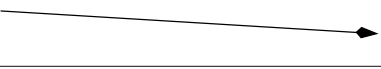


- sonde à bobines micromoulées ;
- stratégie d'émission-réception ERE- ;
- fréquence des courants d'excitation égale à 5 MHz.

et toujours compris entre 0 et 1. Lorsque l'une des deux sondes est privilégiée, c'est-à-dire possède une orientation principale proche de celle du défaut, la combinaison des signaux CF devient semblable au signal CF de la sonde privilégiée : ce rapport est alors proche de 1. Dans le cas contraire et plus particulièrement lorsque l'orientation du défaut est située à  $45^\circ$  de chacune des deux sondes, ce rapport est normalement proche de 0, car les deux signaux non combinés et donc les dynamiques  $D_{\parallel}$  et  $D_{\perp}$  sont comparables.

La figure 5.9-a, représente l'évolution du paramètre  $P_1$  et montre qu'il est possible d'identifier aisément l'orientation  $o_1$ . En effet, une valeur de séparation fixée à 0,4 donne de bons résultats expérimentaux. Cependant, l'utilisation unique de ce paramètre ne permet pas de différencier les défauts d'orientation  $o_2$  et  $o_3$ .

#### 5.4.3.2 Le paramètre $P_2 = \alpha_c/D_c$

Il a été observé (cf. la sous-section suivante) que la dynamique et l'angle d'inclinaison des signatures CF varient de façon affine en fonction de la profondeur  $p$  et de  $\ell$ . Leurs évolutions ne sont pas identiques. En particulier, si l'évolution en fonction de  $p$  pour  $\ell$  fixée est une fonction affine croissante dans les deux cas, l'évolution en fonction de  $\ell$  pour  $p$  fixée est une fonction affine, respectivement décroissante et croissante dans le cas de  $\alpha_c$  et de  $D_c$ . L'idée est alors que le rapport  $\alpha_c/D_c$  a le double intérêt d'être faiblement influencé par  $p$  et fortement par  $\ell$ . Les sens de variation de  $\alpha_c$ ,  $D_c$  et  $P_2$  sont résumés par le tableau 5.1.

$\ell$	
$\alpha_c$	
$D_c$	
$\frac{\alpha_c}{D_c}$	

TAB. 5.1 – Variation des paramètres en fonction de la longueur  $\ell$  du défaut, à profondeur  $p$  fixée

L'évolution du paramètre  $P_2$  sur la figure 5.9-b montre qu'une valeur importante de ce paramètre correspond à une longueur faible, indépendamment de la profondeur du défaut. À largeur fixe, cela signifie qu'au-delà d'un seuil de séparation, le paramètre  $P_2$  indique que le défaut possède une surface débouchante carrée, sans orientation principale.

Il est ainsi possible grâce à ce deuxième paramètre de déterminer si la classe de l'orientation du défaut détecté est  $o_3$  ou non. Une valeur de séparation peut donc être préalablement établie uniquement en fonction des conditions de mesure.

#### 5.4.4 Estimation de la profondeur et de la longueur

Une fois l'orientation détectée, la profondeur et la longueur peuvent à leur tour être estimées. Cette fois, il ne s'agit pas d'une classification mais d'une estimation continue. Les profondeurs et longueurs estimées peuvent prendre un nombre infini de valeurs au sein d'une plage réaliste.

Pour ce faire, l'angle d'inclinaison ainsi que la dynamique des signatures CF combinées sont utilisés. Leur évolution en fonction des caractéristiques des défauts est représentée à la figure 5.10, dans



les mêmes conditions que celles de la figure 5.9. Ces évolutions ont en commun qu'une valeur de paramètre ne correspond pas à une valeur unique des caractéristiques des défauts inspectés. Il n'est donc pas possible de déterminer la profondeur ou la longueur uniquement à partir d'un seul de ces deux paramètres. Il est néanmoins possible d'établir un modèle inverse à partir de l'ensemble de ces deux paramètres.

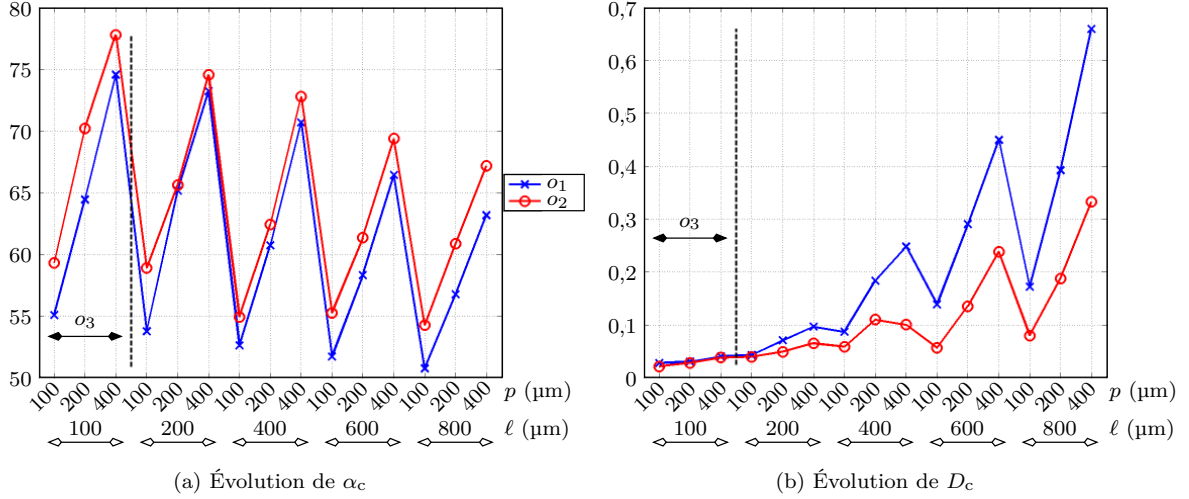


FIG. 5.10 – Évolution des paramètres  $\alpha_c$  et  $D_c$  en fonction des caractéristiques des défauts

#### 5.4.4.1 Variations de l'angle d'inclinaison

L'évolution en « dents de scie » de l'angle d'inclinaison  $\alpha_c$  est en réalité une fonction bilinéaire à deux variables, affine pour chacune des deux variables. En effet, la figure 5.11-a montre que pour une valeur de  $\ell$  fixée, la variation de  $\alpha_c$  est une fonction affine de  $p$ . La figure 5.11-b montre que pour une valeur de  $p$  fixée, la variation de  $\alpha_c$  est aussi une fonction affine de  $\ell$ . Les droites d'équation  $\alpha_c|_{\ell=\text{cste}} = f_\ell(p)$  ont toutes la même origine et une pente qui dépend de la valeur de  $\ell$ . Les droites d'équation  $\alpha_c|_{p=\text{cste}} = g_p(\ell)$  ont elles une pente et une origine dépendant de la valeur de  $p$ . Il est par conséquent possible d'écrire

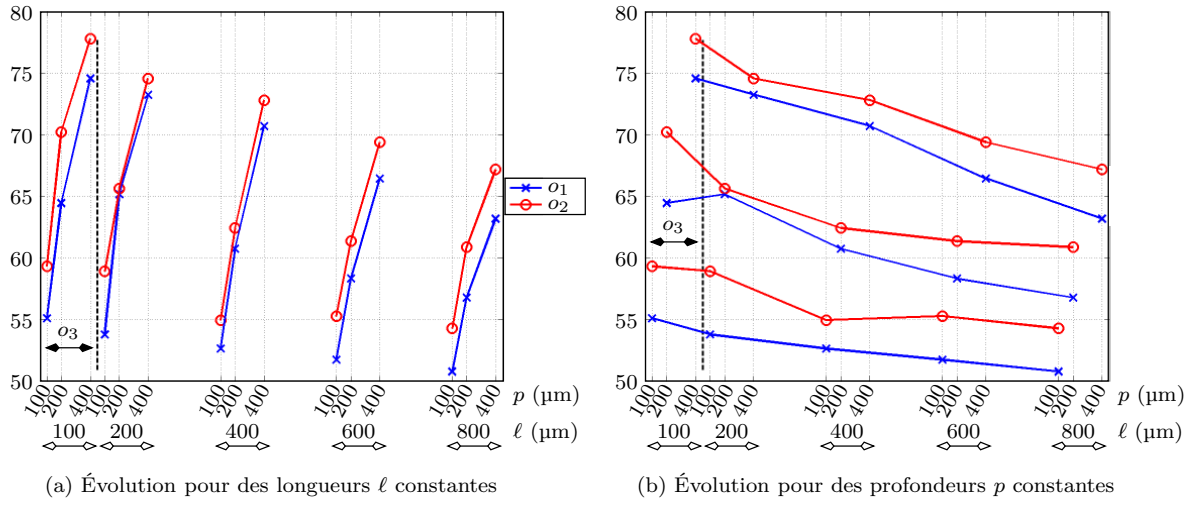
$$\begin{aligned}\alpha_c|_{\ell=\text{cste}} &= A_1(\ell)p + B_1 \\ \alpha_c|_{p=\text{cste}} &= A_2(p)\ell + B_2(p)\end{aligned}$$

Ces deux équations permettent d'obtenir une relation globale entre l'angle d'inclinaison de la signature CF et les profondeur et longueur du défaut inspecté

$$C_{\alpha,1} \alpha_c + C_{\alpha,2} \ell p + C_{\alpha,3} p + C_{\alpha,4} = 0 \quad (5.1)$$

#### 5.4.4.2 Variations de la dynamique

L'évolution de la dynamique principale des signatures CF est présentée à la figure 5.12. Ici aussi, il est possible de trouver des relations affines à coefficients variables entre la dynamique et chacune des deux dimensions des défauts inspectés. De même que pour l'angle d'inclinaison, les droites d'équation  $D_c|_{\ell=\text{cste}} = f'_\ell(p)$  ont toutes la même origine et une pente qui dépend de la valeur de  $\ell$ ; les droites d'équation  $D_c|_{p=\text{cste}} = g'_p(\ell)$  ont elles une pente et une origine dépendant de la valeur de  $p$ . Il est

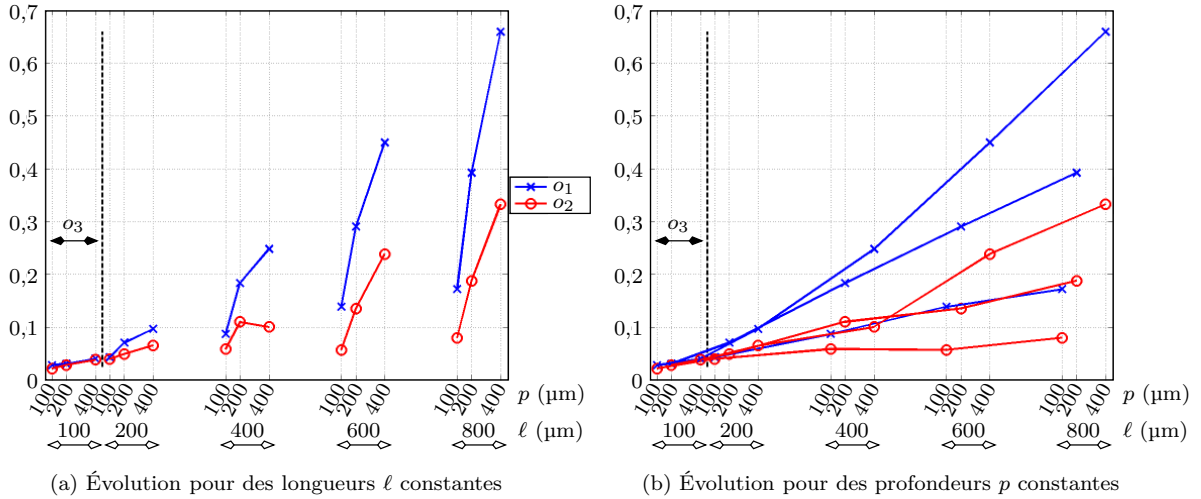
FIG. 5.11 – Évolution du paramètre  $\alpha_c$  pour des caractéristiques de défauts alternativement fixées

encore une fois possible d'écrire

$$\begin{aligned} D_c|_{\ell=\text{cste}} &= A'_1(\ell)p + B'_1 \\ D_c|_{p=\text{cste}} &= A'_2(p)\ell + B'_2(p) \end{aligned}$$

soit

$$C_{D,1} D_c + C_{D,2} \ell p + C_{D,3} p + C_{D,4} = 0 \quad (5.2)$$

FIG. 5.12 – Évolution du paramètre  $D_c$  pour des caractéristiques de défauts alternativement fixées

La dynamique secondaire  $d_c$  est également exploitable à la place de la dynamique principale. Le modèle à adopter serait équivalent au précédent. La similarité des évolutions respectives de ces deux paramètres entraîne que leur utilisation simultanée n'améliore pas significativement les résultats des estimations. De plus, la dynamique secondaire est moins robuste que la dynamique principale vis-à-vis du facteur de décimation : les résultats des estimations à partir de la dynamique secondaire sont plus rapidement dégradés. Par conséquent, seuls la dynamique principale et l'angle d'inclinaison ont été choisis pour être utilisés dans l'algorithme d'inversion.

#### 5.4.4.3 Modèle direct, modèle inverse

Les équations 5.1 et 5.2 constituent un système de deux équations non linéaires à deux inconnues, pour des valeurs de  $\alpha_c$  et  $D_c$  déterminées par la paramétrisation de la signature CF considérée. Les équations, d'origine différentes, sont indépendantes entre elles : ce système est *a priori* inversible.

Le modèle inverse est obtenu par l'inversion de ce système. Il vient, par élimination des termes en  $p \times \ell$

$$\hat{p} = \frac{(C_{\alpha,1} \alpha_c + C_{\alpha,4}) C_{D,2} - (C_{D,1} D_c + C_{D,4}) C_{\alpha,2}}{C_{\alpha,2} C_{D,3} - C_{\alpha,3} C_{D,2}} \quad (5.3)$$

Cette expression montre la relation affine existant entre  $\hat{p}$  et les paramètres  $\alpha_c$  et  $D_c$ , les coefficients étant constants. Il est donc équivalent d'écrire

$$\hat{p} = C_{p,1} \alpha_c + C_{p,2} D_c + C_{p,3} \quad (5.4)$$

Par factorisation des  $p$  et division membre à membre des deux équations du système, il vient une relation définissant la longueur estimée en fonction des paramètres

$$(C_{D,1} D_c + C_{D,4}) (C_{\alpha,2} \hat{\ell} + C_{\alpha,3}) = (C_{\alpha,1} \alpha_c + C_{\alpha,4}) (C_{D,2} \hat{\ell} + C_{D,3})$$

ou encore

$$\hat{\ell} = -\frac{(C_{\alpha,1} \alpha_c + C_{\alpha,4}) C_{D,3} - (C_{D,1} D_c + C_{D,4}) C_{\alpha,3}}{(C_{\alpha,1} \alpha_c + C_{\alpha,4}) C_{D,2} - (C_{D,1} D_c + C_{D,4}) C_{\alpha,2}} \quad (5.5)$$

Contrairement à l'équation 5.3, cette équation n'est pas une relation linéaire et n'est pas simplifiable dans son écriture.

Les équations 5.3 et 5.4 définissent le modèle inverse qui est mis en œuvre au sein de l'algorithme de caractérisation. Elles permettent d'estimer la profondeur et la longueur d'un défaut à partir des valeurs des paramètres  $\alpha_c$  et  $D_c$  de la signature CF correspondant à ce défaut. Les coefficients de ces équations sont des constantes, définies pour un jeu de conditions de mesure.

#### 5.4.5 Utilisation d'informations *a priori*

Les modèles directs reliant les caractéristiques des défauts aux paramètres des signatures ne sont pas exacts, et l'inversion amplifie ces inexactitudes. Cela engendre des résultats d'estimation qui restent perfectibles. La connaissance de certaines spécificités de l'application étudiée permettent d'améliorer ces résultats, grâce à l'utilisation de ces informations *a priori*.

##### 5.4.5.1 Prise en compte des spécificités des défauts

Les caractéristiques réelles des défauts inspectés pour cette étude permettent de déterminer de façon arbitraire quelques contraintes :

- La longueur des défauts détectés et classés comme étant d'orientation  $o_3$  est normalement proche de leur largeur, c'est-à-dire ici 100  $\mu\text{m}$ . Si ce n'est pas le cas, il est possible de l'en rapprocher fortement<sup>8</sup>.

---

<sup>8</sup>Par exemple, il est possible de prendre une moyenne pondérée entre l'estimation trouvée et 100  $\mu\text{m}$ , avec un poids plus ou moins important pour la deuxième valeur selon le degré de confiance accordé à l'estimation de l'orientation.

- Il est possible de déterminer une longueur minimale de défauts ne pouvant statistiquement plus être détectés. Si la longueur estimée est inférieure à cette longueur, il convient de la corriger. Au minimum, cette longueur minimale sera naturellement nulle<sup>9</sup>.
- De même, une profondeur minimale de défauts peut être établie. Une profondeur estimée plus faible pourra alors être corrigée<sup>10</sup>.
- En termes de longueur maximale de défaut, il est aussi possible de se fixer une limite, par exemple la taille de la zone spatiale de mesure. Une longueur estimée plus grande doit alors être corrigée.
- Une profondeur maximale, par exemple égale à l'épaisseur de la pièce inspectée, peut être aussi déterminée.

Ces deux dernières corrections n'ont pas été nécessaires pour cette étude, les estimations des dimensions n'ayant jamais dépassé ces limites.

#### 5.4.5.2 Prise en compte de la détection

Les conditions de laboratoire des acquisitions effectuées permettent d'appliquer l'inversion de façon aveugle sur tous les signaux CF acquis. La présence des défauts est en effet connue et la moitié des signaux CF correspond par définition à un défaut sur une zone précisément délimitée, tandis que l'autre moitié correspond à des zones sans défaut.

Cependant, dans une mise en œuvre réelle où la présence des défauts est inconnue par avance, il n'est pas logique de paramétrer des signaux CF n'ayant pas entraîné de détection. Par conséquent, seuls les signaux pour lesquels l'algorithme de détection a donné une réponse positive ont été proposés à l'algorithme de caractérisation.

De plus, l'estimation dépend fortement de la qualité du signal CF, de même que la détection. Les résultats de l'inversion ne peuvent être corrects si le signal CF a donné précédemment lieu à une non détection.

#### 5.4.5.3 Augmentation de la dynamique pour compenser la décimation

Comme cela a été vu à la sous-section 3.4, le processus d'échantillonnage spatial engendre une perte moyenne en termes de dynamique des signaux CF (cf. figure 3.15). Cette perte est statistiquement quantifiable et constante pour l'ensemble des défauts : il est donc possible de la compenser *a priori*, artificiellement, par une multiplication aveugle d'un coefficient constant. Le coefficient doit être défini préalablement et ne dépend que des conditions de mesure.

Cela suppose néanmoins de connaître le facteur de décimation des signaux CF à inverser ou le pas d'échantillonnage spatial des acquisitions réalisées en pratique.

#### 5.4.5.4 Augmentation de la dynamique pour les défauts d'orientation estimée $\theta_2$

La figure 5.12 montre que pour des défauts de mêmes dimensions, leur orientation engendre une différence dans la dynamique mesurée : cette dynamique est, pour un défaut d'orientation  $\theta_1$ , systématiquement supérieure à celle d'un même défaut situé dans l'orientation  $\theta_2$ . Le rapport de ces deux dynamiques est par ailleurs constant et indépendant des dimensions des défauts considérés : il est donc possible de compenser cette diminution par la multiplication d'un coefficient pré-réglé, appliquée

<sup>9</sup>Dans ces travaux, il a été vu que les performances de détection restent correctes pour des facteurs de décimation inférieurs à 7 et la longueur estimée doit uniquement être positive. Au-delà, il est possible de supposer que les longueurs inférieures à 50  $\mu\text{m}$  sont difficilement détectées. Le choix a été pris de faire confiance au résultat de la détection, mais il serait envisageable de faire davantage confiance au résultat de l'estimation de longueur.

<sup>10</sup>Les valeurs utilisées pour les corrections des estimations de longueur peuvent être reprises ici.

à tous les défauts dont l'orientation aura été estimée comme étant  $o_2$ . De même, l'angle d'inclinaison des signatures CF est légèrement affaibli entre les deux types d'orientations. L'ajout d'une constante permet de corriger cela.

L'effet secondaire de cette optimisation est qu'une mauvaise détection de la classe de l'orientation aura certainement des répercussions difficilement quantifiables sur l'exactitude de l'estimation des dimensions.

### 5.4.6 Le schéma global de l'algorithme

L'algorithme d'inversion est totalement défini par les sous-sections précédentes. Ont été abordées successivement les définitions des paramètres choisis des signaux CF et celles des caractéristiques des défauts à estimer, les méthodes d'estimation de ces caractéristiques et les possibilités d'affinage de l'algorithme. Toutes ces considérations sont synthétisées dans le schéma global de l'algorithme de caractérisation donné à la figure 5.13. L'ensemble des coefficients  $C_i$ ,  $C_{\alpha,i}$ ,  $C_{D,i}$  et  $C_{p,i}$  y figurant sont des coefficients à régler. Ils ne dépendent que des conditions de mesure.

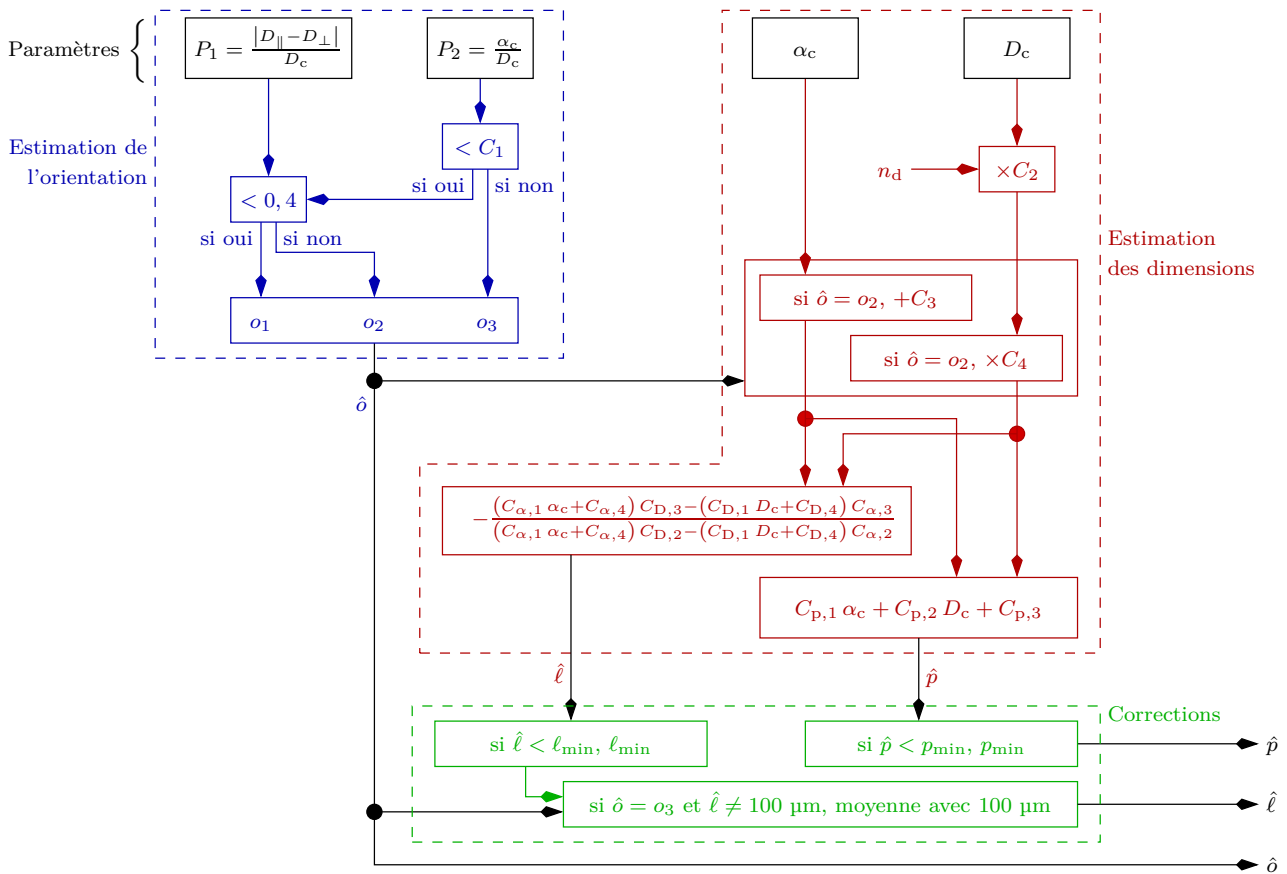


FIG. 5.13 – Algorithme d'inversion

### 5.4.7 Réglage des coefficients

Le réglage des coefficients doit être réalisé comme un étalonnage de l'appareil. Ces coefficients dépendent en effet uniquement des conditions de mesure, à savoir la technologie de microbobines utilisée, la stratégie d'émission-réception mise en œuvre et la fréquence des courants d'excitation. Il est donc possible de les déterminer à l'avance, à l'aide d'un jeu d'acquisitions correspondant à des

défauts calibrés et de conserver ces coefficients pour l'estimation à partir de nouvelles acquisitions.

Les coefficients  $C_i$  sont déterminés par l'observation des données correspondantes. Les coefficients  $C_1$ ,  $C_3$  et  $C_4$  sont calculés à partir des paramètres de l'ensemble des signatures CF avant décimation. Le coefficient  $C_2$  est lui calculé par comparaison entre ces paramètres et les paramètres des signatures CF après décimation, pour une valeur de facteur de décimation ou de pas d'échantillonnage spatial donné.

Les coefficients  $C_{\alpha,i}$ ,  $C_{D,i}$  et  $C_{p,i}$  sont calculés par la recherche des fonctions affines reliant les dimensions des défauts inspectés aux paramètres des signatures CF avant décimation, respectivement d'équations 5.1, 5.2 et 5.4.

Les équations recherchées sont des équations d'hyperplans dans les espaces formés par l'ensemble des variables. La détermination de ces hyperplans est similaire à la détermination de la droite principale pour la signature CF, expliquée à la sous-section 3.1.3. Pour l'obtention des coefficients de l'équation 5.4 définissant la profondeur des défauts à partir des paramètres des signatures CF, l'estimation est réalisée par l'estimateur des moindres carrés ordinaires, minimisant la somme des carrés des erreurs  $\hat{p} - p$ . Le calcul complet nécessite une écriture sous forme matricielle de l'équation de minimisation [Wikc]. Les coefficients sont alors obtenus par l'équation

$$\widehat{C}_p = \left( X^t X \right)^{-1} X^t \vec{p}$$

où  $\widehat{C}_p$  est un vecteur colonne contenant les estimations des coefficients  $C_{p,i}$ ,  $\vec{p}$  un vecteur colonne contenant les valeurs connues des profondeurs  $p$  pour l'ensemble des défauts inspectés.  $X$  est une matrice de trois colonnes contenant les valeurs des angles d'inclinaison dans la première colonne, les valeurs des dynamiques principales dans la seconde colonne et des 1 dans la dernière colonne, soit

$$X = \begin{pmatrix} \vec{\alpha}_c & \vec{D}_c & \vec{1} \end{pmatrix}$$

Pour l'obtention des autres coefficients, les équations 5.1 et 5.2 n'ont un sens que si  $C_{\alpha,1}$  et  $C_{D,1}$  sont non nuls. En les choisissant égaux à -1, il vient

$$\begin{aligned} \alpha_c &= C_{\alpha,2} \ell p + C_{\alpha,3} p + C_{\alpha,4} \\ D_c &= C_{D,2} \ell p + C_{D,3} p + C_{D,4} \end{aligned}$$

Ces équations sont alors similaires à l'équation 5.4, ce qui permet d'écrire

$$\begin{aligned} \widehat{C}_\alpha &= \left( X^t X \right)^{-1} X^t \vec{\alpha}_c \\ \widehat{C}_D &= \left( X^t X \right)^{-1} X^t \vec{D}_c \end{aligned}$$

avec dans les deux cas

$$X = \begin{pmatrix} \overrightarrow{p \times \ell} & \vec{p} & \vec{1} \end{pmatrix}$$

Ces coefficients sont obtenus à partir des acquisitions considérées pour l'étalonnage. Il s'agit ici des acquisitions originales, avant décimation, pour un pas d'échantillonnage spatial égal à 100  $\mu\text{m}$ . Les coefficients sont réglés « une fois pour toutes ». L'algorithme ainsi réalisé peut ensuite être appliqué sur les acquisitions après décimation, qui représentent ce qui peut être obtenu de façon plus réaliste par des acquisitions de durée réduite car avec un pas d'échantillonnage spatial plus important. Pour un pas d'échantillonnage égal à la largeur d'une microbobine et dans le cas d'une sonde matricielle à deux dimensions, cette durée d'acquisition sera même tout à fait négligeable grâce à l'annulation des déplacements mécaniques.

## 5.5 Erreurs d'estimation

L'algorithme d'inversion doit être enfin évalué. Plusieurs méthodes existent pour quantifier la qualité de l'inversion. L'erreur est en général calculée pour chaque échantillon de test, et la moyenne des erreurs ainsi que leur écart-type déterminent respectivement la précision et la dispersion statistique des estimations. Les méthodes varient dans la modification des coefficients.

### 5.5.1 Les méthodes pour quantifier la qualité de l'inversion

Une première méthode appelée resubstitution[AB86] consiste à calculer les coefficients en prenant en compte l'ensemble des signaux acquis, et à garder ces coefficients inchangés pour évaluer les performances d'estimation sur les mêmes signaux. Cette méthode, simple à mettre en œuvre, est souvent critiquée parce qu'elle ne prend pas en considération le comportement de l'algorithme lorsqu'un cas de figure inconnu est rencontré.

Une seconde méthode, appelée *Leave one out* (« laissez-en un seul », LOO)[FH89], fait partie des méthodes de validation croisée. Il s'agit de calculer les coefficients grâce à l'ensemble des échantillons sauf un, et de calculer ensuite l'erreur d'inversion commise sur ce dernier. L'opération est exécutée à nouveau pour chaque échantillon. Cette méthode a la particularité d'engendrer mathématiquement un estimateur sans biais de l'erreur d'estimation. Son principal inconvénient est le temps de calcul requis, car les coefficients de l'algorithme doivent être déterminés autant de fois qu'il y a d'échantillons.

Une troisième méthode, la méthode *K-fold*[Koh95] (« *K* pliages ») est une extension de la méthode LOO, nécessitant un temps de calcul plus faible. Elle « plie » en *K* parties l'ensemble des échantillons, et applique la méthode LOO partie par partie. Il est ainsi nécessaire de recalculer les coefficients de l'algorithme uniquement *K* fois. Les résultats ont été montrés comme équivalents à ceux de la méthode LOO lorsque *K* > 10.

Dans le cas de cette étude, il est à la fois plus simple et plus réaliste d'appliquer une autre méthode. En effet, les méthodes décrites ci-dessus sont particulièrement utiles lorsque les acquisitions font partie simultanément des bases d'apprentissage et de test. Ce n'est pas le cas ici, car les acquisitions prises en compte dans le calcul des coefficients de l'algorithme, acquisitions constituant la base d'apprentissage, sont les signaux CF avant décimation. L'algorithme est ensuite appliqué, sans modifier ses coefficients, à l'ensemble des signaux après décimation, pour un facteur de décimation donné. Il ne s'agit donc pas d'un calcul d'erreur en resubstitution, car l'erreur d'estimation des caractéristiques est calculée sur un ensemble de signaux différents de ceux de la base d'apprentissage.

### 5.5.2 Erreur de classification de l'orientation

L'estimation de l'orientation consiste en une classification au sein de trois classes, explicitées à la sous-section 5.4.3. L'erreur de classification n'est donc pas continue mais booléenne, de valeur nulle ou positive. L'erreur globale peut être alors définie comme le ratio des erreurs commises sur le nombre total des échantillons de test. Le tableau 5.2 donne ces valeurs en fonction du facteur de décimation, dans les conditions de mesure utilisées à partir de la figure 5.9.

L'erreur de classification est négligeable jusqu'à  $n_d = 4$  et reste inférieure à 5% pour un facteur de décimation inférieur à 6, soit un pas d'échantillonnage spatial égal à 600  $\mu\text{m}$ . Au-delà, le pourcentage d'erreur devient grand. Pour un facteur de décimation égal à 10 correspondant à un pas d'échantillonnage spatial égal à 1 mm ou une acquisition sans déplacement mécanique pour une sonde matricielle, près d'un défaut correctement détecté sur trois est classé sur une orientation qui n'est pas la sienne. Cela pose un grave problème dans le sens où l'estimation des dimensions dépend de ce résultat.



Facteur de décimation $n_d$	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Nombre total d'acquisitions	120	270	480	750	1080	1470	1920	2430	3000
Nombre de détections positives	118	268	478	726	1044	1425	1772	2194	2581
Nombre d'orientations non correctement classées	0	0	3	17	51	122	278	528	794
Pourcentage d'erreurs de classification d'orientation	0%	0%	0,6%	2,3%	4,9%	8,6%	15,7%	24,1%	30,8%

TAB. 5.2 – Erreur de classification de l'orientation en fonction du facteur de décimation

### 5.5.3 Erreur d'estimation des dimensions

L'erreur est déterminée, comme expliqué à la sous-section 5.5.1, en prenant en compte l'ensemble des acquisitions. La figure 5.14 montre ces erreurs d'estimation des profondeurs et des longueurs des défauts inspectés, pour un facteur de décimation égal à 2, à 5, à 7 et à 10. Elle présente les histogrammes de ces erreurs, c'est-à-dire le nombre d'acquisitions correspondant à l'erreur portée en abscisse. Afin de rester comparables indépendamment du facteur de décimation et donc du nombre total d'acquisitions, les ordonnées de ces histogrammes sont données en pourcentage du nombre total d'acquisitions ayant engendré une détection positive.

La figure 5.14 montre que la profondeur est assez bien estimée, avec une erreur  $\hat{p} - p$  inférieure en valeur absolue à 50  $\mu\text{m}$  pour presque toutes les acquisitions à  $n_d = 2$  et  $n_d = 5$ . Cette erreur reste encore très inférieure à 100  $\mu\text{m}$  pour  $n_d = 7$ . Enfin, pour  $n_d = 10$ , la majorité des estimations donne une erreur comprise dans l'intervalle  $[-150 \mu\text{m}, 75 \mu\text{m}]$ .

La longueur est moins correctement estimée. En effet, si un facteur de décimation  $n_d = 2$  permet d'obtenir une erreur d'estimation  $\hat{\ell} - \ell$  inférieure en valeur absolue à 100  $\mu\text{m}$ , ce qui est encore très correct, il faut compter sur une erreur inférieure à 150  $\mu\text{m}$  pour  $n_d = 5$  et à 200  $\mu\text{m}$  pour  $n_d = 7$ . L'estimation de la longueur pour  $n_d = 10$  donne un grand nombre d'erreurs très importantes. La cause de cette difficulté d'obtenir une bonne estimation de la longueur vient principalement de la non-linéarité de l'équation 5.5 définissant  $\hat{\ell}$ . Une erreur réalisée sur l'un des deux paramètres choisis provoque une erreur d'estimation bien plus importante que pour la profondeur des défauts.

Afin de synthétiser les histogrammes de la figure 5.14, il est d'usage de calculer la moyenne et l'écart-type de l'erreur d'estimation, qui déterminent respectivement la précision et la dispersion statistique des estimations. Le tableau 5.3 contient l'ensemble de ces valeurs, en fonction du facteur de décimation.

Il apparaît dans ce tableau que l'algorithme a une tendance à surestimer en moyenne les dimensions des défauts. Cela est principalement dû à l'effet non symétrique du seuillage inférieur des dimensions, qui corrige des valeurs sous-estimées aberrantes, et introduit un biais moyen de sur-estimation. Sans ce seuillage, l'erreur d'estimation aurait un biais beaucoup plus faible voire nul, mais des valeurs négatives de dimensions estimées seraient données en résultat, ce qui est absurde.

Néanmoins, l'erreur systématique est très correcte pour l'estimation de la profondeur, quel que soit le facteur de décimation : une déviation de 30  $\mu\text{m}$  peut encore être considérée comme faible comparativement à la plus petite profondeur des défauts inspectés, qui vaut seulement 100  $\mu\text{m}$ . Les valeurs des écarts-types de ces estimations montrent que l'algorithme mis en œuvre fonctionne très bien pour l'estimation de la profondeur des défauts, au moins jusqu'à un facteur de décimation égal à 7, soit un pas d'échantillonnage spatial égal à 700  $\mu\text{m}$ .

En ce qui concerne l'estimation de la longueur, les observations de la figure 5.14 sont confirmées : les résultats sont nettement moins bons que pour l'estimation de la profondeur des défauts. Il faut



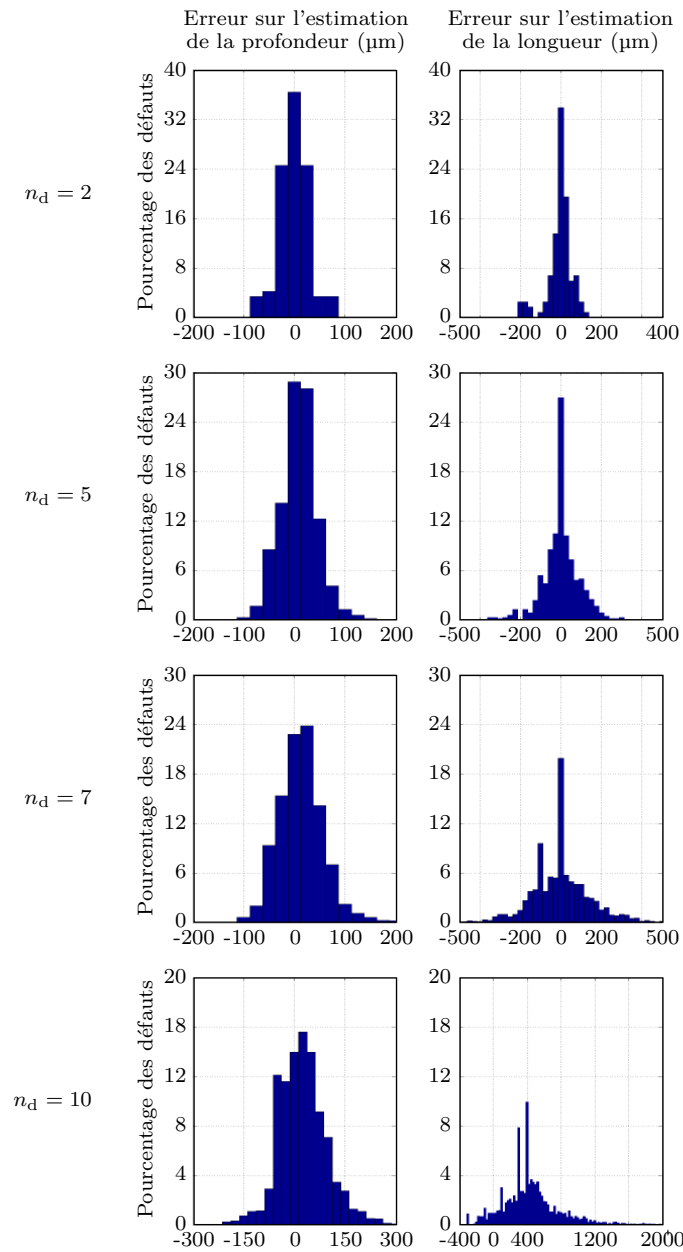


FIG. 5.14 – Histogramme en pourcentage des erreurs  $\hat{p} - p$  sur la profondeur estimée et  $\hat{\ell} - \ell$  sur la longueur estimée, pour un facteur de décimation égal à 2, 5, 7 et 10

cependant souligner que la longueur est une dimension dont les valeurs considérées sont pour les défauts inspectés plus importantes que celles de la profondeur. Les valeurs des erreurs moyennes et des écarts-types sont donc logiquement plus importantes. Ces erreurs moyennes restent par ailleurs assez faibles devant la longueur moyenne des défauts. Les valeurs des écarts-types sont critiques surtout pour les défauts de faibles dimensions, et il est possible d'affirmer que les longueurs supérieures à 400 μm sont assez correctement estimées, jusqu'à un facteur de décimation égal à 7. Pour les longueurs plus faibles, l'influence de la longueur sur les signaux CF acquis est trop faible pour permettre une estimation correcte.

Facteur de décimation $n_d$	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Valeur moyenne de l'erreur d'estimation de la profondeur ( $\mu\text{m}$ )	0,3	1,6	3,7	8,3	11,9	13,0	13,0	19,3	28,7
Écart-type de l'erreur d'estimation de la profondeur ( $\mu\text{m}$ )	31,7	32,2	33,9	37,7	43,8	51,7	57,9	69,9	79,8
Valeur moyenne de l'erreur d'estimation de la longueur ( $\mu\text{m}$ )	6,0	6,8	9,3	11,2	19,4	35,6	47,1	68,4	83,5
Écart-type de l'erreur d'estimation de la longueur ( $\mu\text{m}$ )	78,8	79,8	82,5	105,6	149,3	175,8	272,4	395,6	655,1

TAB. 5.3 – Erreur d'estimation des dimensions des défauts en fonction du facteur de décimation



# Conclusion générale

La complexité grandissante des processus industriels et des pièces fabriquées, les exigences croissantes en termes de sûreté de fonctionnement ainsi que la volonté d'optimisation de la durée de vie des pièces conduisent à mettre en place des contrôles de qualité de plus en plus poussés. L'utilisation des courants de Foucault (CF) permet un contrôle non destructif (CND) fiable, rapide et peu coûteux. Sa simplicité, sa robustesse d'utilisation, et son caractère électromagnétique « sans contact » en font une technique très utilisée industriellement depuis plusieurs décennies.

Le travail présenté dans ce mémoire aborde un cas précis mais de grande importance parmi les applications du CND par CF. Il s'agit de proposer une alternative aux techniques de ressuage, très performantes pour la détection des fissures débouchantes de faibles dimensions, mais qui devront à terme être abandonnées pour des raisons de normes environnementales. Les fissures submillimétriques débouchantes, qui constituent souvent des amorces de fissures plus grandes, doivent faire l'objet d'une attention particulière. Ces fissures sont créées en grande partie par l'usinage des pièces, c'est-à-dire au moment de la fabrication. Leur détection avant la mise en service permet de prévenir la destruction des pièces en fonctionnement et d'augmenter la fiabilité des produits industriels.

Ce travail a porté sur plusieurs aspects. Tout d'abord, un banc expérimental a été mis en place à partir d'éléments existants. L'ensemble du processus d'acquisition a été repensé et reconditionné, depuis les communications entre les différents appareils jusqu'au mode de stockage des données numériques acquises. Ceci a permis une très nette amélioration du processus de prise de mesure : rapidité globale multipliée d'un facteur 5, stabilité des logiciels, exactitude dans le repositionnement de la sonde, automatisation pour pouvoir effectuer un très grand nombre de balayages de surface successifs sans intervention humaine. Ce banc expérimental optimisé permet donc de réaliser des plans d'expériences automatisés qui ont été abondamment exploités au cours de ces travaux de thèse. Sa conception autorise une grande versatilité et permettra ainsi son exploitation dans les travaux à venir des laboratoires LGEP et SATIE.

La sonde CF utilisée pour les acquisitions est constituée de trois microbobines carrées en ligne, à considérer comme structure élémentaire d'une matrice de microbobines à deux dimensions. Deux technologies de microbobines ont été considérées :

- une technologie de type circuit imprimé (CI) réalisée industriellement, conduisant à des microbobines à 8 couches de largeur 2,6 mm qui comportent des pistes larges (de largeur 100  $\mu\text{m}$ ) sur 5 spires par couche ;
- une technologie de type micromoulage de cuivre réalisée par l'Institut d'Électronique Fondamentale, conduisant à des microbobines de largeur 1 mm qui comportent des pistes fines (de largeur 5  $\mu\text{m}$ ) sur 40 spires réparties dans une couche unique.

Cinq stratégies d'émission-réception ont été déterminées pour cette structure de sonde comportant trois microbobines. Elles ont été mises en œuvre dans l'acquisition de signaux CF par balayage surfacique. Les surfaces évaluées contiennent trente défauts parallélépipédiques d'orientation et de dimensions différentes, dimensions comprises entre 100  $\mu\text{m}$  et 800  $\mu\text{m}$ , ainsi que des zones sans défaut. Le pas d'échantillonnage spatial des balayages a été initialement fixé dans le cas de la sonde à bobines

micromoulées à 100  $\mu\text{m}$ , soit un dixième de la largeur des microbobines.

Le deuxième aspect important du travail effectué dans cette thèse concerne le prétraitement des signaux CF acquis. Une mise en forme générale et automatisée a été réalisée et permet d'obtenir des signaux comparables pour l'ensemble des défauts. Sa mise en œuvre est « aveugle » : le même traitement est appliqué sans distinction de la même façon à tous les signaux CF. Un calcul de rapport signal sur bruit a permis de quantifier la qualité des signaux et d'identifier les stratégies à émission différenciée (ERE-) et à réception différenciée (RER) comme étant globalement plus efficaces que les autres.

Un algorithme original de détection a ensuite été conçu. Il estime pour chaque signal CF acquis si la surface évaluée est intacte ou endommagée. Des tracés statistiques appelés Caractéristiques opérationnelles de réceptioncourbes (COR) représentent pour un grand nombre d'acquisitions la probabilité de fausse alarme (détection de défaut en absence de défaut) en fonction de la probabilité de détection correcte (détection de défaut en présence de défaut). Ces courbes, réalisées pour un grand ensemble de signaux CF acquis dans les mêmes conditions de mesure, apportent la possibilité de comparer statistiquement les stratégies d'émission-réception et les technologies de microbobines, en termes de capacité de détection. Quatre conclusions ont principalement été établies :

- la sonde constituée de bobines micromoulées offre de meilleures performances de détection que celle constituée des microbobines CI ;
- les stratégies ERE- et RER sont les stratégies les plus efficaces en termes de détection des défauts ;
- avec la sonde à bobines micromoulées, tous les défauts peuvent être détectés sans aucune fausse alarme, pour un pas d'échantillonnage spatial au plus égal à la moitié de la largeur d'une microbobine ;
- avec la sonde à bobines micromoulées, pour un pas d'échantillonnage spatial égal à la largeur d'une microbobine, le taux d'erreurs (erreurs de détection et fausses alarmes ajoutées) est inférieur à 15%.

Ce dernier résultat de l'algorithme de détection s'inscrit dans l'optique de l'utilisation d'une matrice de microbobines à deux dimensions. Un pas d'échantillonnage spatial égal à la largeur d'une microbobine correspond alors à une acquisition sans déplacement mécanique de la sonde et par suite avec un temps d'acquisition très faible : une telle acquisition n'entraîne que 15% d'erreurs, ce qui, selon le cahier des charges, peut être considéré suffisant.

Pour le dernier point de cette étude, un autre algorithme original a été conçu et utilisé sur les signaux ayant entraîné détection. Il s'agit d'un algorithme de caractérisation ou d'inversion, qui a pour but dans le cadre de cette application d'estimer les caractéristiques géométriques des défauts, dimensions et orientation. Des paramètres ont été extraits des acquisitions afin d'être entrés dans l'algorithme. Cet algorithme est un modèle reliant ces paramètres aux caractéristiques des défauts, dont les coefficients ont été réglés préalablement par une partie des signaux CF acquis, correspondant à un pas d'échantillonnage spatial minimal.

Les estimations ont donné des résultats qui, bien que perfectibles, sont très encourageants. En effet, la profondeur des défauts a été très correctement caractérisée, avec une précision (erreur moyenne) inférieure à 30  $\mu\text{m}$  même pour un pas d'échantillonnage spatial égal à la largeur d'une microbobine. La dispersion (écart-type), de l'ordre de quelques dizaines de micromètres, est convenable. En revanche, l'estimation de la longueur des défauts détectés n'a été correcte que pour un pas d'échantillonnage spatial inférieur à 700  $\mu\text{m}$  (0,7 fois la largeur d'une microbobine). Au delà, l'estimation de la longueur devient trop imprécise pour permettre encore la caractérisation correcte des défauts d'une longueur inférieure à 400  $\mu\text{m}$ .

L'étude réalisée pour cette thèse et exposée au sein de ce mémoire apporte une preuve que l'approche multicapteurs pour le CND par CF est viable et utile. En effet, cette approche améliore nette-

ment les performances des sondes équivalentes monocapteurs sur trois points :

- diminution du temps d’acquisition grâce à la possibilité de diminution du nombre de points de mesure ;
- très bonne capacité de détection grâce à un algorithme de détection optimisé ;
- dimensions et orientation des défauts correctement estimées grâce à un algorithme d’inversion spécifique.

Des bases sont ainsi posées pour de futures études de multicapteurs plus complexes à deux dimensions.

En termes de perspectives, de multiples améliorations pourront être opérées au sein de l’instrumentation. La mise en œuvre d’une amplification des courants d’excitation ou des tensions de mesure devrait permettre d’augmenter les rapports signal sur bruit. L’utilisation d’un inducteur externe pourrait autoriser la conception de nouvelles stratégies d’émission-réception ainsi qu’une pénétration plus diffuse des champ électromagnétiques au sein des matériaux. Des microbobines réalisées sur support souple à base de Kapton sont d’ores et déjà disponibles et devraient conduire à de meilleures performances grâce à une épaisseur de support plus faible et à une possible conformation aux surfaces non planes. Pour les traitements des signaux, un approfondissement des développements effectués dans ce travail pourrait résider dans la comparaison de différentes méthodes d’inversion ou la mise en place de fusion de données, afin d’augmenter la confiance des estimations. Les algorithmes mis en place et les méthodes utilisées sont en effet suffisamment généraux pour pouvoir être réutilisés dans des études ultérieures.



# Bibliographie

- [AB86] ABEL U. et BERGER J. : Comparison of resubstitution data splitting, the bootstrap and the Jackknife as methods for estimating validity indices of new marker tests : a Monte Carlo study. *Biometrical journal*, 28(8):899–908, 1986.
- [Akn90] P. AKNIN : *Algorithmes itératifs pour l'inversion d'un modèle non linéaire de multicapteur à courants de Foucault*. Thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI, juin 1990.
- [ANHM06] F.I. AL-NAEMI, J.P. HALL et A.J. MOSES : FEM modelling techniques of magnetic flux leakage-type NDT for ferromagnetic plate inspections. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 304(2):e790–e793, septembre 2006.
- [Ans73] F. ANSCOMBE : Graphs in Statistical Analysis. *American Statistician*, 27:17–21, février 1973.
- [BAL06] H. BERG, K. ALWARD et K. LESSMANN : Penetrant testing of standard parts, practical examples of process optimization. In *ECNDT 2006*, novembre 2006.
- [Bar95] J.-P. BARBOT : *Propagation radioélectrique avec les mobiles pour les communications personnelles à l'intérieur des bâtiments dans la bande 1-3 GHz*. Thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI, 1995.
- [BB86] S.F. BURCH et N.K. BEALING : A physical approach to the automated ultrasonic characterization of previous buried weld defects in ferritic steel. *NDT International*, 19(3):145–153, juin 1986.
- [BBF<sup>+</sup>88] M.N. BAIBICH, J.M. BROTO, A. FERT, F. Nguyen VAN DAU, F. PETROFF, P. EITENNE, G. CREUZET, A. FRIEDERICH et J. CHAZELAS : Giant magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr magnetic superlattices. *Physical Review Letters*, 61(21):2472–2475, novembre 1988.
- [BCFR98] P. BURRASCANO, E. CARDELLI, D. FAZZIOLI et S. RESTEGHINI : Neural network identification of defects in RFEC technique. In *ENDE 1998*, pages 117–126, juin 1998.
- [BGSZ89] G. BINASCH, P. GRÜNBERG, F. SAURENBACH et W. ZINN : Enhanced magnetoresistance in layered magnetic structures with antiferromagnetic interlayer exchange. *Physical Review B*, 39(7):4828–4830, mars 1989.
- [Bjo96] A. BJORCK : *Numerical methods for least squares problems*. SIAM, 1996.
- [BJSS91] J.R. BOWLER, S.A. JENKINS, L.D. SABBAGH et H.A. SABBAGH : Eddy-current probe impedance due to a volumetric flaw. *Journal of Applied Physics*, 70(3):1107–1114, août 1991.
- [Bra97] A.P. BRADLEY : The use of the area under the ROC curve in the evaluation of machine learning algorithms. *Pattern Recognition Letters*, 30(7):1145–1159, 1997.
- [Bry55] H.E. BRYAN : Printed inductors and capacitors. *Tele-Tech & Electronic Industries*, 14(12):68, décembre 1955.
- [BSLB01] J.T. BUSHBERG, J.A. SEIBERT, E.M. LEIDHOLDT et J.M. BOONE : *The essential physics of medical imaging*. Lippincott Williams & Wilkins, 2001.



- [BSS89] J.R. BOWLER, L.D. SABBAGH et H.A. SABBAGH : A theoretical and computational model of eddy-current probes incorporating volume integral and conjugate gradient methods. *IEEE Transactions on Magnetics*, 25(3):2650–2664, mai 1989.
- [CD07] X. CHEN et T. DING : Flexible eddy current sensor array for proximity sensing. *Sensors and Actuators A*, 135(1):126–130, mars 2007.
- [CET<sup>+</sup>99] T. CHADY, M. ENOKIZONO, T. TODAKA, Y. TSUCHIDA et R. SIKORA : A family of matrix type sensors for detection of slight flaws in conducting plates. *IEEE Transactions on Magnetics*, 35(5):3655–3657, septembre 1999.
- [Cha92] T. CHARD : Pregnancy tests : a review. *Human reproduction*, 7(5):701, 1992.
- [Chi00] N. CHILD : X-ray techniques provide real-time proof of foam filter performance in steel castings. *Foundry Practice*, 233:12–16, 2000.
- [CSLBM07a] Y. CHOUA, L. SANTANDREA, Y. LE BIHAN et C. MARCHAND : Modelling of a thin crack in ECT using a-psi formulation with Whitney elements. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 25(1-4):185–188, 2007.
- [CSLBM07b] Y. CHOUA, L. SANTANDREA, Y. LE BIHAN et C. MARCHAND : Thin crack modeling in ECT with combined potential formulations. *IEEE Transactions on Magnetics*, 43(4):1789–1792, avril 2007.
- [DBP91] H. DJELOUAH, J. C. BABOUX et M. PERDRIX : Theoretical and experimental study of the field radiated by ultrasonic focussed transducers. *Ultrasonics*, 29(3):188–200, mai 1991.
- [DCH04] T. DING, X. CHEN et Y. HUANG : Ultra-thin flexible eddy current sensor array for gap measurements. *Tsinghua Science and Technology*, 9(6):667–671, 2004.
- [DD68] C.V. DODD et W.E. DEEDS : Analytical solutions to eddy-current probe-coil problems. *Journal of Applied Physics*, 39:2829–2838, mai 1968.
- [DEP01] S. DIXON, C. EDWARDS et S.B. PALMER : High accuracy non-contact ultrasonic thickness gauging of aluminium sheet using electromagnetic acoustic transducers. *Ultrasonics*, 39(6):445–453, octobre 2001.
- [Deu04] P. DEUFLHARD : *Newton methods for nonlinear problems*. Springer Series in Computational Mathematics, 2004.
- [DF] J. DUMONT-FILLON : *Contrôle non destructif (CND)*. Techniques de l'Ingénieur, R1400.
- [DHD07] K.D. DONOHUE, J. HANNEMANN et H.G. DIETZ : Performance of phase transform for detecting sound sources with microphone arrays in reverberant and noisy environments. *Signal Processing*, 87:1677–1691, 2007.
- [DOW55] G. DANTZIG, A. ORDEN et P. WOLFE : The generalized simplex method for minimizing a linear form under inequality restraints. *Pacific Journal of Mathematics*, 8:183–195, 1955.
- [DSSDS<sup>+</sup>05] R. DA SILVA, M. SIQUEIRA, M. DE SOUZA, J. REBELLO et L. CALÔBA : Estimated accuracy of classification of defects detected in welded joints by radiographic tests. *NDT & E International*, 38(5):335–343, 2005.
- [DTN<sup>+</sup>05] D.D. DJAYAPRAWIRA, K. TSUNEKAWA, M. NAGAI, H. MAEHARA, S. YAMAGATA, N. WATANABE, S. YUASA, Y. SUZUKI et K. ANDO : 230% room-temperature magnetoresistance in CoFeB/MgO/CoFeB magnetic tunnel junctions. *Applied Physics Letters*, 86(9), février 2005.
- [Ega75] J.P. EGAN : *Signal detection theory and ROC analysis*. Series in cognition and perception. 1975.
- [EGJ00] C. ENOE, M.P. GEORGIADISB et W.O. JOHNSON : Estimation of sensitivity and specificity of diagnostic tests and disease prevalence when the true disease state is unknown. *Preventive Veterinary Medicine*, 45(1-2):61–81, 2000.

- [Fau98] M. FAUR : *Caractérisation des défauts par une méthode d'inversion lors d'un contrôle ultrasonore, application au contrôle des défauts en paroi externe*. Thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI, 1998.
- [FCM<sup>+</sup>07] C. FERNÁNDEZ, R. CÁRDENAS, D. MARTÍN, M. GARCIMARTÍN, S. ROMERO, A.G. de la CÁMARA et R. VIVES : Analysis of skin testing and serum-specific immunoglobulin E to predict airway reactivity to cat allergens. *Clinical & Experimental Allergy*, 37(3):391–399, 2007.
- [FH89] K. FUKUNAGA et D.M. HUMMELS : Leave-one-out procedures for nonparametric error estimates. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 11(4):421–423, avril 1989.
- [Gin21] C. GINI : Measurement of inequality and incomes. *The Economic Journal*, 31:124–126, 1921.
- [Goe90] K. GOEBBELS : Surface crack detection by magnetic particle inspection. *NDT & E International*, 23(3):171, juin 1990.
- [Had02] J. HADAMARD : Sur les problèmes aux dérivées partielles et leur signification physique. *Princeton University Bulletin*, pages 49–52, 1902.
- [HH05] Y.Y. HUNGA et H.P. HOB : Shearography : An optical measurement technique and applications. *Materials Science and Engineering : R : Reports*, 49(3):61–87, avril 2005.
- [HM82] J.A. HANLEY et B.J. MCNEIL : The meaning and use of the area under a receiver operating characteristic (ROC) curve. *Radiology*, 143:29–36, 1982.
- [HMN07] A. HAMAMATSU, S. MAEDA et H. NISHIYAMA : Statistical threshold method for semiconductor wafer inspection. In *APCNDT 2006 - Research & Materials*, janvier 2007.
- [HMS] M. HEHN, F. MONTAIGNE et A. SCHUHL : *Magnétorésistance géante et électronique de spin*. Techniques de l'Ingénieur, E2135.
- [HOB<sup>+</sup>06] B. HELIFA, A. OULHADJ, A. BENBELGHIT, I.K. LEFKAIER, F. BOUBENIDER et D. BOUTASSOUNA : Detection and measurement of surface cracks in ferromagnetic materials using eddy current testing. *NDT & E International*, 39(5):384–390, juin 2006.
- [HT01] D.J. HAND et R.J. TILL : A simple generalization of the area under the ROC curve to multiple class classification problems. *Machine Learning*, 45:171–186, 2001.
- [HTR35] E.P. HARRISON, G.L. TURNEY et H. ROWE : Electrical properties of wires of high permeability. *Nature*, 135:961, 1935.
- [HUBB02] J. HAUEISEN, R. UNGER, T. BEUKER et M.E. BELLEMANN : Evaluation of inverse algorithms in the analysis of magnetic fluxleakage data. *IEEE Transactions on Magnetics*, 38(3):1481–1488, mai 2002.
- [JLDP07] P.-Y. JOUBERT, Y. LE DIRAISON et J. PINASSAUD : A linear magneto-optical imager for non-destructive evaluation. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 25(1-4):297–305, 2007.
- [JP06] P.-Y. JOUBERT et J. PINASSAUD : Linear magneto-optic imager for non-destructive evaluation. *Sensors and Actuators A*, 129(126-130), mai 2006.
- [JS04] P. JANTARATANA et C. SIRISATHITKUL : Giant magnetoimpedance in silicon steels. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 281(2-3):399–404, octobre 2004.
- [Key] Key to metals, <http://www.key-to-metals.com/Article18.htm>. *Corrosion of nickel-base alloys*.
- [KFKA00] A.K. KROMINE, P.A. FOMITCHOV, S. KRISHNASWAMY et J.D. ACHENBACH : Laser ultrasonic detection of surface breaking discontinuities : Scanning laser source technique. *Materials Evaluation*, 58(2), février 2000.

- [KHH<sup>+</sup>03] M. KLANK, O. HAGEDORN, C. HOLTHAUS, M. SHAMONIN et H. DÖTSCH : Characterization and optimization of magnetic garnet films for magneto-optical visualization of magnetic field distributions. *NDT & E International*, 36(6):375–381, septembre 2003.
- [Koh95] R. KOHAVI : A study of cross-validation and bootstrap for accuracy estimation and model selection. *In International Joint Conference on Artificial Intelligence*, pages 1137–1143, 1995.
- [KP02] M. KNOBEL et K.R. PIROTA : Giant magnetoimpedance : concepts and recent progress. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 242-245:33–40, avril 2002.
- [KPCF02] E. KERBRAT, C. PRADA, D. CASSEREAU et M. FINK : Ultrasonic nondestructive testing of scattering media using the decomposition of the time-reversal operator. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 49(8):1103–1113, août 2002.
- [KSK<sup>+</sup>04] E.-L. KIM, S.-J. SONG, H. KIM, C.-J. YIM, J.-H. PARK, K.-B. KIM et H. CHOI : Analysis of eddy current testing signals for quantitative flaw characterization in steam generator tubes using principle component. *In WCNDT 2004*, 2004.
- [KW06] C. KRINGE et T. WILLEMS : Performance of water-washable, fluorescent penetrants on water-basis as compared to traditional water-washable, fluorescent penetrants on petroleum-basis. *In ECNDT 2006*, novembre 2006.
- [LB00] Y. LE BIHAN : *Conception et caractérisation d'un dispositif à courants de Foucault pour l'évaluation non destructive de l'épaisseur de paroi d'aubes de turbines creuses*. Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, juillet 2000.
- [LBJP01] Y. LE BIHAN, P.-Y. JOUBERT et D. PLACKO : Wall thickness evaluation of single-crystal hollow blades by eddy current sensor. *NDT & E International*, 34(5):363–368, juin 2001.
- [LBLCT<sup>+</sup>96] A. LE BLANC, J.-L. LE CHIEN, M. TALVARD, G. DELSARTE et M. PIRIOU : Subsurface cracks detection in Inconel using pulsed eddy currents technique. *In 14th International Conference on NDE in the nuclear and pressure vessel industries*, pages 347–349. ASM International, janvier 1996.
- [LDJ07] Y. LE DIRAISON et P.-Y. JOUBERT : Multi-frequency eddy current imaging for the detection of burried cracks in aeronautical structures. *In ENDE 2007*, juin 2007.
- [Lib79] H.L. LIBBY : *Introduction to electromagnetic non-destructive methods*. Roberty Krieger Publishing Company, 1979.
- [MKB79] K.V. MARDIA, J.T. KENT et J.M. BIBBYN : *Multivariate Analysis*. Academic Press, 1979.
- [Moo20] E.H. MOORE : On the reciprocal of the general algebraic matrix. *Bulletin of the American Mathematical Society*, 26(394-395), 1920.
- [Mot90] Z. MOTTL : The quantitative relations between true and standard depth of penetration for air-cored probe coils in eddy current testing. *NDT International*, 23(1):11–18, février 1990.
- [MRBR02] S. MAHAUT, O. ROYA, C. BERONIB et B. ROTTERB : Development of phased array techniques to improve characterization of defect located in a component of complex geometry. *Ultrasonics*, 40(1-8):165–169, mai 2002.
- [MVR08] P. MLEJNEK, M. VOPÁLENSKÝ et P. RIPKA : AMR current measurement device. *Sensors and Actuators A : Physical*, 141(2):649–653, février 2008.
- [MW47] H.B. MANN et D.R. WHITNEY : On a test of whether one of two random variables is stochastically larger than the other. *Annals of Mathematical Statistics*, 18:50–60, 1947.
- [NWFN94] S. NATH, B. WINCHESKI, J.P. FULTON et M. NAMKUNG : Study of the new eddy current non-destructive testing sensor on ferromagnetic materials. *IEEE Transactions on Magnetics*, 30(6):4644–4646, novembre 1994.

- [Ouk97] L. OUKHELLOU : *Paramétrisation et classification de signaux en contrôle non destructif. Application à la reconnaissance des défauts de rails par courants de Foucault*. Thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI, juillet 1997.
- [PAC90] D. PLACKO, P. AKNIN et H. CLERGEOT : Algorithme itératif séquentiel pour l'inversion d'un opérateur. Application à la restauration des images fournies par un multiscapteur à courants de Foucault. *Traitement du Signal*, 7(6):499–513, 1990.
- [PBEH06] T. PFEIFERA, M. BENZA, B. ENGELMANNA et P. HAFNER : High precision ultrasonic on-machine measurement. *Measurement*, 39(5):407–414, juin 2006.
- [PCS89] D. PLACKO, H. CLERGEOT et E. SANTANDER : Physical modeling of an eddy current sensor designed for real time distance and thickness measurement in galvanization industry. *IEEE Transactions on Magnetics*, 25(4):2861–2863, juin 1989.
- [Pen55] R. PENROSE : A generalized inverse for matrices. *Proceedings of the Cambridge Philosophical Society*, 51(406-413), 1955.
- [PF01] F. PROVOST et T. FAWCETT : Robust classification for imprecise environments. *Machine Learning*, 42(3):203–231, mars 2001.
- [PFK98] F. PROVOST, T. FAWCETT et R. KOHAVI : The case against accuracy estimation for comparing induction algorithms. In *ICML 98*, pages 445–453, 1998.
- [PHMN<sup>+</sup>96] J. PIIL-HENRIKSEN, J.M.G. MERAYO, O.V. NIELSEN, H. PETERSEN, J. RAAGAARD PETERSEN et F. PRIMDAHL : Digital detection and feedback fluxgate magnetometer. *Measurement Science and Technology*, 7(6):897–903, juin 1996.
- [PLHDB04] L. PEREZ, J. LE HIR, C. DOLABDJIAN et L. BUTIN : Investigation in detection of fatigue cracks under rivet head airframe using improved GMR magnetometer in an eddy current system. *Journal of Electrical Engineering*, 55(10s):73–76, octobre 2004.
- [Rao65] C.R. RAO : *Linear Statistical Interference and its Applications*. Wiley, New-York, 1965.
- [RH72] G.M. ROBBINS et T.S. HUANG : Inverse filtering for linear shift-variant imaging systems. *Proceedings of the IEEE*, 60(7):862–872, juin 1972.
- [Rip03] P. RIPKA : Advances in fluxgate sensors. *Sensors and Actuators A : Physical*, 106(1-3):8–14, septembre 2003.
- [RWJ<sup>+</sup>07] C. RAVAT, M. WOYTAZIK, P.-Y. JOUBERT, Y. LE BIHAN, C. MARCHAND, É. DUFOUR-GERGAM, J. MOULIN et É. MARTINCIC : Study for the design of Eddy Current micro-sensor arrays for non destructive testing applications. In *Transducers'07*, pages 583–587, juin 2007.
- [Sap78] G. SAPORTA : *Théories et méthodes de la statistique*. Institut Français du Pétrole, technip édition, 1978.
- [SBKKB07] L. SATYANARAYANA, K. BHARATH KUMARANA, C.V. KRISHNAMURTHYA et K. BALASUBRAMANIAM : Inverse method for detection and sizing of cracks in thin sections using a hybrid genetic algorithm based signal parametrisation. *Theoretical and Applied Fracture Mechanics*, 49(2):185–198, 2007.
- [Sil84] M.G. SILK : *Ultrasonic transducers for nondestructive testing*. Adam Hilger Ltd., Accord, MA, 1984.
- [SKC97] R. SIKORA, M. KOMOROWSKI et T. CHADY : A neural network model of eddy current probe. In *Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics*, pages 231–238, 1997.
- [Sny05] J.A. SNYMAN : *Practical mathematical optimization : an introduction to basic optimization theory and classical and new gradient-based algorithms*. Springer publishing, 2005.
- [SO95] L. SANDU et J. OKSMAN : Parametric inversion : application to measurement of temperature of a combustion chamber. In *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, volume 1, pages 354–357, septembre 1995.



- [SVS08] K. SMOLDERS, M. VOLCKAERTA et J. SWEVERS : Tracking control of nonlinear lumped mechanical continuous-time systems : A model-based iterative next term learning approach. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 22(8):1896–1916, 2008.
- [SWW<sup>+</sup>07] D. STIFTER, M. WURM, K. WIESAUER, K. NAGEL, M. PIRCHER, E. GÖTZINGER et C. HITZENBERGER : Spectral-domain optical coherence tomography : a novel and fast tool for NDT. In *NDT in Progress 2007*, novembre 2007.
- [TA77] A.N. TIKHONOV et V.A. ARSENIN : *Solution of ill-posed problems*. Winston & Sons, 1977.
- [Ter43] F.E. TERMAN : *Radio Engineers' Handbook*. McGraw-Hill, New-York, 1943.
- [TNB00] G.-R. TILLACK, C. NOCKEMANN et C. BELLON : X-ray modeling for industrial applications. *NDT & E International*, 33(7):481–488, octobre 2000.
- [UMS02] V. N. UCHANIN, G. MOOK et T. STEPINSKI : The investigation of deep penetrating high resolution EC probes for subsurface flaw detection and sizing. In *ECNDT 2002*, juin 2002.
- [Vac07] F. VACHER : *Développement d'un imageur magnétique pour le contrôle non destructif par courants de Foucault*. Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, juin 2007.
- [VAGP07] F. VACHER, F. ALVES et C. GILLES-PASCAUD : Eddy current non destructive testing with giant magneto-impedance sensor. *NDT & E International*, 40(6):439–442, septembre 2007.
- [VGPD<sup>+</sup>06] F. VACHER, C. GILLES-PASCAUD, J.-M. DECITRE, C. FERMON et M. PANNETIER : Non destructive testing with GMR magnetic sensor arrays. In *ECNDT 2006*, novembre 2006.
- [VHV91] S. VAN HUFFEL et J. VANDEWALLE : *The total least squares problem : computational aspects and analysis*. SIAM, 1991.
- [WGDG<sup>+</sup>06] M. WOYTASIK, J.-P. GRANDCHAMP, É. DUFOUR-GERGAM, J.-P. GILLES, S. MEGHERBI, É. MARTINCIC, H. MATHIAS et P. CROZAT : Two- and three-dimensional microcoil fabrication process for three-axis magnetic sensors on flexible substrates. *Sensors and Actuators A : Physical*, 132(1):2–7, novembre 2006.
- [Wika] Wikipedia.fr, [http ://fr.wikipedia.org/wiki/Contrôle\\_non\\_destructif](http://fr.wikipedia.org/wiki/Contrôle_non_destructif). *Contrôle non destructif*.
- [Wikb] Wikipedia.fr, [http ://fr.wikipedia.org/wiki/Nickel](http://fr.wikipedia.org/wiki/Nickel). *Nickel*.
- [Wikc] Wikipedia.org, [http ://en.wikipedia.org/wiki/Linear\\_regression](http://en.wikipedia.org/wiki/Linear_regression). *Linear regression*.
- [Wil45] F. WILCOXON : Individual comparisons by ranking methods. *Biometrics Bulletin*, 1(6):80–83, décembre 1945.
- [Woy05] M. WOYTASIK : *Étude des procédés de fabrication de microdispositifs électromagnétiques sur supports souples pour l'imagerie médicale (IRM) et le contrôle non destructif des matériaux*. Thèse de doctorat, Université Paris VI Pierre et Marie Curie, décembre 2005.
- [WW07] J.C. WU et C.L. WILSON : Nonparametric analysis of fingerprint data on large data sets. *Pattern Recognition*, 40:2574–2584, 2007.
- [YCH<sup>+</sup>05] S. YAMADA, K. CHOMSUWAN, T. HAGINO, H. TIAN, K. MINAMIDE et M. IWAHARA : Conductive microbead array detection by high-frequency eddy-current testing technique with SV-GMR sensor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(10):3622–3624, octobre 2005.
- [YCM00] N. YUSA, Z. CHEN et K. MIYA : Quantitative profile evaluation of natural cracks in a steam generator tube from eddy current signals. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 12(3-4):139–150, 2000.

- [YLLL06] W.G. YI, M.R. LEE, J.H. LEE et S.H. LEE : A study on the ultrasonic thickness measurement of wall thinned pipe in nuclear plants. *In APCNDT 2006*, novembre 2006.
- [YNF<sup>+</sup>04] S. YUASA, T. NAGAHAMA, A. FUKUSHIMA, Y. SUZUKI et K. ANDO : Giant room-temperature magnetoresistance in single-crystal Fe/MgO/Fe magnetic tunnel junctions. *Nature Materials*, 3:868–871, décembre 2004.
- [Zan01] M.-L. ZANI : CND par Ultrasons : le “ sans-contact ” est prêt mais... *Mesures*, (734), avril 2001.
- [Zor90] R. ZORGATI : *Imagerie par courants de Foucault, applications au contrôle non destructif*. Thèse de doctorat, Université Paris VII, 1990.
- [ZWG<sup>+</sup>03] V. ZILBERSTEIN, K. WALRATHA, D. GRUNDYA, D. SCHLICKERA, N. GOLDFINEA, E. ABRAMOVICIB et T. YENTZERC : MWM eddy-current arrays for crack initiation and growth monitoring. *International Journal of Fatigue*, 25(9-11):1147–1155, novembre 2003.

## Résumé

La complexité grandissante des processus industriels et des pièces fabriquées, les exigences croissantes en termes de sûreté de fonctionnement ainsi que la volonté d'optimisation de la durée de vie des pièces conduisent à mettre en place des contrôles qualité de plus en plus poussés.

Les fissures submillimétriques débouchantes, parmi l'ensemble des anomalies à considérer, doivent faire l'objet d'une attention particulière. Elles constituent en effet souvent des amorce de fissures plus grandes pouvant entraîner la destruction des pièces. Les techniques de ressuage sont actuellement largement utilisées pour ce type de défauts, en raison de leurs bonnes performances. Elles devront cependant à terme être abandonnées pour des raisons de normes environnementales. Au sein des solutions de remplacement envisageables, l'utilisation des courants de Foucault (CF) est pour les pièces conductrices une alternative fiable, rapide et peu coûteuse.

L'étude porte sur la conception et l'utilisation de structures multiéléments de sondes CF exploitant des microcapteurs pour le contrôle non destructif. Une méthodologie a été établie afin de mettre au point de telles structures et de comparer leurs performances dans le cadre de la recherche de fissures submillimétriques débouchantes. Ces structures ont été employées pour l'évaluation de fissures calibrées sur un banc d'acquisition spécialement réalisé. Des algorithmes originaux de détection et de caractérisation de défauts ont été conçus et mis en œuvre pour les signaux acquis, permettant de déterminer la structure la plus efficace, de quantifier la qualité de détection des fissures et d'estimer les caractéristiques géométriques de ces défauts.

## Abstract

The growing complexity of industrial processes and manufactured parts, the increasing need of safety in service and the will of life span optimization, require more and more complex quality evaluations to be set up.

Among the different anomalies to consider, submillimetric breaking surface notches have to be subject to special care. Indeed, it often constitutes a start to larger notches, which can cause destruction parts. Penetrant testing is nowadays widely used for that kind of defect, owing to its good performances. Nevertheless, it should be eventually dropped because of environmental norms. Among the possible substitution solutions, the use of eddy currents (EC) for conductive parts is a reliable, fast and inexpensive alternative.

The study is about the conception and the use of multielements EC probe structures featuring microsensors for non destructive testing of surface breaking defects. A methodology has been established in order to develop such structures and to compare their performances within the framework of submillimetric surface breaking notch research. These structures has been employed for calibrated notches evaluation with a specific acquisition bench. Original detection and defect characterization algorithms have been designed and implemented on acquired signals. The most efficient structure has been determined, the notch detection quality has been quantified, and the geometric characteristics of notches has been estimated.